

**IURI RODRIGUES BARAN**

**EXPLORANDO A COERÊNCIA TEMPORAL E A  
COMUNICAÇÃO OPORTUNÍSTICA EM SISTEMAS  
DE COMUNICAÇÃO MÓVEL MULTIUSUÁRIO**

**FLORIANÓPOLIS**

**2006**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**EXPLORANDO A COERÊNCIA TEMPORAL E A  
COMUNICAÇÃO OPORTUNÍSTICA EM SISTEMAS  
DE COMUNICAÇÃO MÓVEL MULTIUSUÁRIO**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a obtenção  
do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**IURI RODRIGUES BARAN**

Florianópolis, julho de 2006.

## **AGRADECIMENTOS**

Aos funcionários do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica que ofereceram as condições necessárias para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao professor Bartolomeu Ferreira Uchôa-Filho por ter compartilhado seu conhecimento com dedicação, entusiasmo e amizade para a orientação desta dissertação.

Aos professores do GPqCom Carlos Aurélio Faria da Rocha e Leonardo Silva Rezende pelo incentivo, confiança e excelente relacionamento tanto na área acadêmica quanto nos momentos de confraternização.

À diretoria da Floripa Tecnologia pelo apoio e suprimento de condições que me permitiram realizar este desafio.

Aos amigos de Arapongas que deixaram de lado a distância na hora de me incentivar. E aos amigos de Florianópolis e do GPqCom que contribuíram nos momentos de trabalho e nos momentos de lazer.

À minha família pelo amor, dedicação e apoio. Em especial aos meus pais, Ailton e Rosa Maria, que carinhosamente sempre me incentivaram e estiveram ao meu lado em cada caminhada.

À Viviane pelo amor, incentivo e companheirismo em todos os momentos.

A Deus pelo dom da vida, pela saúde e por ter tornado tudo possível.

## PUBLICAÇÕES

BARAN, I. R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Exploiting time coherence in opportunistic beamforming for slow fading channels. *Proceedings of the IEEE WCNC (Wireless Communications and Networking Conference)*, em CD-ROM, Las Vegas - Estados Unidos, Abril, 2006.

BARAN, I. R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Enhanced opportunistic beamforming for Jakes-correlated fading channels. *Submetido e aceito para Proc. IEEE/SBrT ITS (International Telecommunications Symposium)*, Fortaleza - Brasil, Setembro, 2006.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **EXPLORANDO A COERÊNCIA TEMPORAL E A COMUNICAÇÃO OPORTUNÍSTICA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL MULTIUSUÁRIO**

**Iuri Rodrigues Baran**

Julho/2006

Orientador: Bartolomeu Ferreira Uchôa-Filho, Ph.D.

Área de Concentração: Comunicações e Processamento de Sinais

Palavras-chave: Múltiplas antenas, canais com desvanecimento, diversidade multiusuário, comunicação oportunística, sistemas de comunicação móvel multiusuário

Número de Páginas: 98

Pesquisas recentes na área de comunicação oportunística têm mostrado que o desvanecimento, característica inerente de um canal de comunicação sem fio, pode ser explorado de forma oportuna para aumentar a eficiência espectral do sistema, ao invés de ser combatido através de técnicas de diversidade convencionais. Baseada nesses resultados, esta dissertação apresenta e analisa por meio de simulações computacionais um novo esquema para sistemas de comunicação móvel multiusuário que utiliza técnicas de comunicação oportunística, múltiplas antenas transmissoras e métodos capazes de explorar a coerência temporal presente nos canais de comunicação para melhorar o desempenho global do sistema. Consideramos dois tipos de canais: canais Rayleigh com desvanecimento lento e canais Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. O armazenamento na estação radiobase dos coeficientes de formatação de feixe das antenas transmissoras, juntamente com as taxas de transmissão suportadas pelos usuários durante o tempo de coerência do canal, fornece ao esquema proposto uma base de dados para ser utilizada apropriadamente quando os usuários são selecionados para cada transmissão. O esquema *Opportunistic Beamforming* é utilizado como referência, servindo de base para diversas comparações. Os resultados obtidos neste trabalho mostram que o esquema proposto permite melhorar o desempenho do sistema para ambos os canais estudados, além de manter a justiça com relação ao agendamento dos usuários, o que possibilita sua adoção tanto em aplicações de voz quanto de dados. Além disso, o esquema proposto é compatível com o padrão de terceira geração IS-856, requerendo apenas pequenas modificações nas estações radiobase dos sistemas de comunicação móvel, sem qualquer modificação nos terminais móveis.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfilment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

# **EXPLOITING TIME COHERENCE AND OPPORTUNISTIC COMMUNICATION IN MULTIUSER WIRELESS SYSTEMS**

**Iuri Rodrigues Baran**

July/2006

Advisor: Bartolomeu Ferreira Uchôa-Filho, Ph.D.

Area of Concentration: Communications and Signal Processing

Keywords: Multiple antennas, fading channels, multiuser diversity, opportunistic communication, multiuser wireless system design.

Number of Pages: 98

Recent work in the area of opportunistic communication has shown that fading, an inherent characteristic of wireless communication channels, can be exploited in an opportune form to increase the spectral efficiency of the system, instead of being combated through conventional techniques of diversity. Based on these results, this dissertation introduces and analyzes by means of computational simulations a new scheme for multiuser wireless systems that uses techniques of opportunistic communication, multiple transmitting antennas and methods able to exploit the time coherence in communication channels to improve the overall performance of the system. We consider two kinds of channels: the slow fading Rayleigh channels and the correlated fast fading Rayleigh channels. The storage at the base station of the beamforming coefficients for transmit antennas, along with the supported transmission rates by the users during the range of channel coherence time, provides to the proposed scheme a data base to be used appropriately when the users are selected for each transmission. The Opportunistic Beamforming scheme is used as reference, serving as a basis for several comparisons. The obtained results in this work show that the proposed scheme yields improvement on the performance of the system for both channels, besides maintaining fairness regarding the user scheduling, which enables its adoption in voice and data applications. Moreover, the proposed scheme is compatible with the third generation standard IS-856, requiring only small modifications in the base stations of the wireless communication systems, while the mobile terminals remain unchanged.

# Sumário

LISTA DE FIGURAS . . . . .	x
LISTA DE TABELAS . . . . .	xiii
LISTA DE ABREVIATURAS . . . . .	xiv
SÍMBOLOS . . . . .	xvi
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Justificativas e Objetivos Específicos . . . . .	3
1.2 Estrutura do Trabalho . . . . .	5
<b>2 O Canal de Comunicação Radiomóvel Multiusuário</b>	<b>6</b>
2.1 Desvanecimento de Larga Escala . . . . .	8
2.1.1 Perda de Percurso no Espaço Livre . . . . .	8
2.1.2 Sombreamento . . . . .	9
2.2 Desvanecimento de Pequena Escala . . . . .	10
2.2.1 Propagação por Multipercursos . . . . .	10
2.2.2 Deslocamento Doppler . . . . .	10
2.3 O Modelo do Canal Radiomóvel . . . . .	11

2.4	Parâmetros do Canal Radiomóvel . . . . .	15
2.4.1	Espalhamento Doppler e o Tempo de Coerência . . . . .	15
2.4.2	Espalhamento de Atraso e a Faixa de Coerência . . . . .	16
2.4.3	Tipos de Desvanecimento de Pequena Escala . . . . .	17
2.5	O Modelo Jakes para o Canal Radiomóvel com Desvanecimento Rayleigh .	19
2.6	Diversidade em Canais Radiomóvel . . . . .	20
2.6.1	Diversidade Temporal . . . . .	21
2.6.2	Diversidade em Frequência . . . . .	22
2.6.3	Diversidade Espacial . . . . .	22
2.6.4	Ganho de Codificação e Ganhos de Diversidade . . . . .	25
2.7	O Modelo do Canal Radiomóvel Multiusuário . . . . .	26
2.7.1	O Canal Reverso (Múltiplo Acesso) . . . . .	27
2.7.2	O Canal Direto ( <i>Broadcast</i> ) . . . . .	28
2.8	Capacidade do Canal Multiusuário com Desvanecimento . . . . .	28
2.8.1	Capacidade do Canal Gaussiano . . . . .	29
2.8.2	Capacidade do Canal Gaussiano com Diversidade de Transmissão (MISO) . . . . .	30
2.8.3	Capacidade de Canais com Desvanecimento . . . . .	31
2.8.4	Capacidade do Canal Multiusuário . . . . .	39
2.8.5	Capacidade do Canal Direto . . . . .	40
2.8.6	Capacidade do Canal Direto com Desvanecimento . . . . .	41
2.9	Conclusões . . . . .	43



<b>3</b>	<b>Comunicação Oportunística</b>	<b>44</b>
3.1	Diversidade Multiusuário . . . . .	45
3.2	Implementação de Sistemas com Ganho de Diversidade Multiusuário . . .	47
3.2.1	Agendamento Justo, Atraso e <i>Scheduling Jitter</i> . . . . .	48
3.2.2	Medições do Canal e Realimentação . . . . .	49
3.2.3	Pequenas e Lentas Flutuações do Canal . . . . .	50
3.3	Algoritmo de Agendamento Proporcionalmente Justo - <i>Proportional Fair Scheduling Algorithm</i> (PFSA) . . . . .	51
3.4	Formatação de Feixe Oportunística - <i>Opportunistic BeamForming</i> (OBF) . . . . .	54
3.4.1	Formatação de Feixe de Transmissão - <i>Transmit BeamForming</i> . . .	55
3.4.2	<i>Opportunistic BeamForming</i> (OBF) . . . . .	55
3.5	Conclusões . . . . .	62
<b>4</b>	<b>Um Esquema para o Sistema de Comunicação Móvel Multiusuário</b>	<b>63</b>
4.1	Descrição do Esquema Proposto TC-OBF . . . . .	65
4.2	TC-OBF em Canais com Desvanecimento Lento . . . . .	68
4.3	TC-OBF em Canais com Desvanecimento Rápido Correlacionado . . . . .	69
4.4	TC-OBF com Função de Avaliação Temporal Dependente da Velocidade do Usuário . . . . .	72
4.5	Conclusões . . . . .	74

<b>5</b>	<b>Resultados e Discussões</b>	<b>75</b>
5.1	TC-OFB em Canais com Desvanecimento Lento . . . . .	77
5.2	TC-OFB em Canais com Desvanecimento Rápido	
	Correlacionado . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Conclusões</b>	<b>93</b>
6.1	Trabalhos Futuros . . . . .	95
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>96</b>

# Lista de Figuras

2.1	Desvanecimento de larga e pequena escala . . . . .	7
2.2	Ambiente onde ocorre deslocamento Doppler . . . . .	11
2.3	Função de densidade de probabilidade Rayleigh . . . . .	13
2.4	Posicionamento dos espalhadores para o modelo Jakes e para o modelo Jakes modificado . . . . .	19
2.5	Configuração de antenas para diversidade espacial . . . . .	24
2.6	Ganho de diversidade e ganho de codificação . . . . .	25
2.7	Canais multiusuário reverso (múltiplo acesso) e direto ( <i>broadcast</i> ) . . . . .	26
2.8	Comparação entre a capacidade dos canais AWGN e a capacidade de inter- rupção para canais com desvanecimento lento . . . . .	34
2.9	Comparação entre a capacidade de canais Rayleigh com desvanecimento rápido (com e sem conhecimento do canal no transmissor) e a capacidade de canais sem desvanecimento (AWGN). . . . .	38
3.1	Ganho de diversidade multiusuário para canais com desvanecimentos Rayleigh e Rice . . . . .	47
3.2	Flutuações na potência dos canais radiomóveis . . . . .	50
3.3	Esquema ilustrativo da transmissão e medição do canal pelos usuários . . . . .	51

3.4	Esquema ilustrativo da transmissão do sinal através do <i>opportunistic beamforming</i> . . . . .	56
3.5	Representação ilustrativa dos canais com desvanecimento lento de dois usuários antes e depois da atuação do <i>opportunistic beamforming</i> . . . . .	58
3.6	Eficiência espectral do <i>opportunistic beamforming</i> em função do número de usuários do sistema . . . . .	59
4.1	Agrupamento de <i>time slots</i> formando um quadro de tamanho igual ao tempo de coerência do canal no esquema TC-OBF . . . . .	69
4.2	Função de avaliação temporal linear do esquema TC-OBF . . . . .	71
4.3	Função de avaliação temporal quando o transmissor possui o conhecimento da velocidade do usuário no esquema TC-OBF . . . . .	73
5.1	<i>Throughput</i> média em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. . . . .	78
5.2	<i>Throughput</i> média para o usuário 1 multiplicada pelo número de usuários participantes em um canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. . . .	79
5.3	<i>Throughput</i> média versus tamanho do quadro para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. . . . .	80
5.4	<i>Throughput</i> média versus <i>scheduling jitter</i> para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. . . . .	81
5.5	<i>Throughput</i> média relativa versus <i>scheduling jitter</i> para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. . . . .	82
5.6	<i>Throughput</i> média em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado e $t_c \rightarrow \infty$ . . . . .	84

5.7	<i>Throughput</i> média (para diversas velocidades) em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado e $t_c \rightarrow \infty$ . . . . .	85
5.8	<i>Throughput</i> média em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado e $t_c = 10 \text{ time slots}$ . .	85
5.9	<i>Throughput</i> média (para diversas velocidades) em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado e $t_c = 10 \text{ time slots}$ . . . . .	86
5.10	<i>Throughput</i> média para o usuário 1 multiplicada pelo número de usuários participantes em um canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. . . . .	87
5.11	<i>Throughput</i> média (para diferentes $F_{AT}$ ) versus velocidade do usuário para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado ( $t_c \rightarrow \infty$ ). . . . .	88
5.12	<i>Throughput</i> média (para diferentes $F_{AT}$ ) versus velocidade do usuário para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado ( $t_c = 10 \text{ time slots}$ ). . . . .	89
5.13	<i>Throughput</i> média relativa (em diversas velocidades) versus <i>scheduling jitter</i> para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado (32 usuários). . . . .	90
5.14	<i>Throughput</i> média relativa (em diversas velocidades) versus <i>scheduling jitter</i> para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado (64 usuários). . . . .	91

# Lista de Tabelas

2.1	Tipos de desvanecimento do canal radiomóvel . . . . .	18
5.1	Conjunto de valores de velocidades e correspondentes frequências Doppler ( $f_d$ ) considerados nas simulações para o canal Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. Assumimos que a frequência da portadora é igual a 1900 MHz . . . . .	83

# Lista de Abreviaturas

AMPS	.....	( <i>Advanced Mobile Phone System</i> ) - Sistema Avançado de Telefonia Móvel
AWGN	.....	( <i>Additive White Gaussian Noise</i> ) - Ruído Gaussiano Branco Aditivo
BF	.....	( <i>BeamForming</i> ) - Formatação de Feixe
CCTx	.....	Canal Conhecido no Transmissor
CDTx	.....	Canal Desconhecido no Transmissor
CDMA	.....	( <i>Code Division Multiple Access</i> ) - Acesso Múltiplo por Divisão de Código
ERB	.....	Estação RadioBase
FDA	.....	Função de Distribuição Acumulativa
FDAC	.....	Função de Distribuição Acumulativa Complementar
FDD	.....	<i>Frequency-Division Duplexing</i>
ftp	.....	( <i>File Transfer Protocol</i> ) - Protocolo de Transferência de Arquivos
GSM	.....	( <i>Global System for Mobile Communications</i> ) - Sistema Global para Comunicações Móveis
http	.....	( <i>HyperText Transfer Protocol</i> ) - Protocolo de Transferência de Hipertexto
i.i.d.	.....	independente e identicamente distribuído
IS	.....	( <i>International Standard</i> ) - Padrão Internacional
MIMO	.....	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	.....	<i>Multiple Input Single Output</i>

ms	..... milissegundo (0,001 s ou $10^{-3}$ s)
PF	..... ( <i>Proportional Fair</i> ) - Proporcionalmente Justo
PFSA	..... ( <i>Proportional Fair Scheduling Algorithm</i> ) - Algoritmo de Agendamento Proporcionalmente Justo
OBF	..... ( <i>Opportunistic BeamForming</i> ) - Formatador de Feixe Oportunístico
RSR	..... Relação Sinal Ruído
RSRI	..... Relação Sinal Ruído mais Interferência
SCI	..... Sucessivos Cancelamentos de Interferências
SIMO	..... <i>Single Input Multiple Output</i>
TC-OBF	..... ( <i>Time Coherent-Opportunistic BeamForming</i> ) - Formatador de Feixe Oportunístico com Coerência Temporal
TDMA	..... ( <i>Time Division Multiple Access</i> ) - Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
2G	..... Segunda Geração
3G	..... Terceira Geração



# Símbolos

$ a $	.....	Módulo (valor absoluto) do escalar $a$
$\mathbf{A}^T$	.....	Transposto de $\mathbf{A}$
$\mathbf{A}^H$	.....	Conjugado transposto de $\mathbf{A}$
$\ \mathbf{A}\ $	.....	Norma Euclidiana de $\mathbf{A}$
$\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$	.....	Ruído Gaussiano complexo circularmente simétrico de média zero e variância $\sigma^2$
$\mathbb{E}[x]$	.....	Valor esperado da variável aleatória $x$
$\mathbb{P}\{\cdot\}$	.....	( <i>Outage probability</i> ) - Probabilidade de interrupção
$f(x)$	.....	Função densidade de probabilidade da variável aleatória $x$
$F$	.....	Função de distribuição acumulativa
$F_c$	.....	Função de distribuição acumulativa complementar
$F_{AT}$	.....	Função de avaliação temporal
$N_0$	.....	Densidade espectral de potência do ruído Gaussiano
$(t)$	.....	Tempo contínuo
$[n]$	.....	Tempo discreto (amostrado)

# Capítulo 1

## Introdução

A área de comunicações sem fio é uma das mais vibrantes no campo das comunicações atualmente. Apesar de ser um tópico de estudo já centenário, foi na última década que se intensificaram as atividades de pesquisa nesta área, impulsionadas principalmente por importantes trabalhos desenvolvidos sobre técnicas de comunicação com múltiplas antenas e comunicação oportunística, além de mais uma confluência de fatores, entre os quais podemos citar: o enorme aumento na demanda por conectividade sem fio, principalmente através dos telefones celulares, e o surpreendente progresso na tecnologia de integração de dispositivos eletrônicos, permitindo a implementação de sofisticados algoritmos de processamento de sinais e técnicas de codificação em pequenas áreas de silício com baixo consumo de potência.

Neste trabalho de pesquisa nos concentramos em sistemas de telefonia móvel (multi-usuário) de terceira geração (3G). Os sistemas de telefonia móvel multiusuário<sup>1</sup> são organizados em células, cada uma contendo um grande número de usuários móveis com telefones celulares conectados a uma estação radiobase (ERB) estática. A área de cobertura de uma estação radiobase, isto é, o espaço geográfico que contém os usuários que se comunicam com essa ERB, define o tamanho de cada célula do sistema. O canal sem fio da ERB até os usuários é chamado de canal direto, e o canal sem fio dos usuários para a ERB de canal reverso. Os canais de comunicação sem fio possuem duas características fundamentais. A

---

<sup>1</sup>também conhecidos como sistemas celulares

primeira é o desvanecimento, definido como a atenuação do sinal transmitido pelo canal de comunicação, devida aos efeitos dos multipercursos, obstáculos e distância. E a segunda é a interferência, visto que todos os usuários se comunicam através do mesmo meio: o ar.

Os primeiros sistemas de telefonia móvel, como o AMPS, desenvolvido na década de 80, eram analógicos, ou seja, o sinal de voz modulava diretamente uma portadora sem ser convertido para o domínio digital. Na segunda geração de sistemas de telefonia móvel começou a era digital. Os sistemas 2G padronizados mais utilizados são o GSM, o TDMA (padrão IS-136) e o CDMA (padrão IS-95). Uma vez que estes sistemas celulares foram originalmente desenvolvidos para telefonia, a taxa de transmissão e os atrasos dos sistemas são essencialmente determinados pelos requerimentos do sinal de voz. A terceira geração de sistemas de telefonia móvel vem sendo desenvolvida para permitir, além de sinais de voz, a transmissão de dados em altas taxas. O padrão IS-856 é um exemplo de tais sistemas, que difere dos padrões de primeira e segunda gerações por operar com comutação por pacotes, enquanto que aqueles operam com comutação por circuito. Além do requerimento de maior taxa de transmissão, as aplicações de dados têm duas características que as distinguem das aplicações somente de voz:

- Muitas aplicações de dados são extremamente intermitentes. Usuários podem ficar inativos por longos períodos de tempo, mas possuem grandes demandas de dados em curtos períodos de tempo. Aplicações de voz, ao contrário, têm uma demanda de dados constante durante longos períodos de tempo.
- Aplicações de voz têm um rígido requerimento de tempo de latência<sup>2</sup>, algo em torno de 30 ms. Aplicações de dados têm um requerimento mais amplo para tempos de latência. Aplicações de dados em tempo real, como jogos eletrônicos, podem ter menores tempos de latência do que aplicações de voz, enquanto outras aplicações, tais como transferências de arquivos em pacotes (geralmente via ftp ou http) permitem grandes tempos de latência.

---

<sup>2</sup>O tempo de latência, ou tempo de atraso, é definido como o tempo no qual o usuário, ou determinada aplicação, pode esperar sem que haja recebimento de dados.

Tradicionalmente, o desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio tem sido focado em aumentar a confiabilidade do canal de comunicação. Neste contexto, o desvanecimento e as interferências são vistos como adversidades que devem ser combatidas, por exemplo através de técnicas de diversidade. Recentes pesquisas na área de comunicação oportunística têm mostrado que, ao invés de ser combatido, o desvanecimento pode ser explorado de forma oportuna para aumentar a eficiência espectral do sistema, proporcionando maiores taxas de transmissão. Desta forma, o objetivo geral deste trabalho é contribuir com avanços e aperfeiçoamentos técnicos na área de comunicação oportunística, de maneira que os rigorosos requerimentos dos atuais padrões possam ser pouco a pouco alcançados, viabilizando aplicações emergentes.

## 1.1 Justificativas e Objetivos Específicos

Sistemas de comunicação oportunística visam melhorar o desempenho global do sistema, seja através da transmissão em altas taxas quando o canal do usuário está em boas condições e permite este incremento, ou em menores taxas, quando o estado do canal é desfavorável (desvanecimento profundo). Desta forma, estes sistemas utilizam o desvanecimento presente no canal de comunicação sem fio como uma oportunidade disponível para melhorá-lo. Trabalhando sobre este tema, Knoop e Humblet (KNOOP; HUMBLET, 1995) mostraram que quando a ERB possui informações sobre as taxas suportadas pelos canais dos usuários, a estratégia de agendamento que maximiza a capacidade do sistema é a alocação de todos os recursos do canal de transmissão para o usuário com o melhor canal em cada instante de transmissão. Utilizando esta estratégia para o agendamento dos usuários em sistemas de comunicações móveis com muitos usuários, observou-se um ganho, chamado de ganho de diversidade multiusuário.

Motivados pelo notável resultado proveniente do ganho de diversidade multiusuário, diversos autores propuseram diferentes algoritmos de agendamento oportunístico (JALALI et al., 2000; LIU et al., 2001; ANDREWS et al., 2001). Três questões são fundamentais para um

algoritmo de agendamento oportunístico: justiça, atraso e *jitter* de agendamento. Nesta dissertação, utilizamos o algoritmo de agendamento oportunístico proposto em (JALALI et al., 2000), devido a suas características que permitem obter ganhos de diversidade multiusuário, mantendo a justiça de agendamento entre os usuários.

Por outro lado, em sistemas nos quais o canal de comunicação sem fio possui desvanecimento que varia pouco no tempo, as possibilidades de ganho de diversidade multiusuário são reduzidas. Em (VISHWANATH et al., 2002), contudo, os autores sugeriram um esquema, chamado *Opportunistic BeamForming* (OBF), que emprega múltiplas antenas transmissoras na ERB em conjunto com um formatador de feixe de transmissão aleatório para induzir maiores variações temporais ao canal de comunicação sem fio, permitindo o aumento do ganho de diversidade multiusuário para o canal direto de tais sistemas.

No entanto, observamos que para sistemas com poucos usuários, o esquema OBF apresenta baixo desempenho. Além disso, quando porventura um usuário é agendado e seu canal não está em boas condições, não há nada que possa ser feito para contornar essa debilidade no esquema OBF. Outro ponto a ser observado é que, do modo como o esquema OBF foi concebido, todas as informações enviadas para a ERB são utilizadas uma única vez e depois são descartadas, não sendo possível, portanto, utilizar a informação de coerência temporal relativa aos canais dos usuários. Estas observações fornecem respaldo para o estudo e o desenvolvimento de um esquema que não possua essas deficiências e, ao mesmo tempo, busque utilizar melhor as informações disponíveis nas ERB's do sistema.

Deste modo, os objetivos específicos desta dissertação são os seguintes. Propor, desenvolver e analisar um novo esquema para sistemas de comunicação móvel multiusuário, utilizando técnicas de comunicação oportunística, múltiplas antenas transmissoras e métodos que sejam capazes de explorar a coerência temporal presente nos canais de comunicação para melhorar o desempenho do sistema. Dois tipos de canais são considerados: canais Rayleigh com desvanecimento lento e canais Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. O esquema OBF descrito em (VISHWANATH et al., 2002) é utilizado neste trabalho como esquema de referência, servindo de base para diversas comparações.

## 1.2 Estrutura do Trabalho

Nesta introdução, apresentamos a descrição do problema, as justificativas e os objetivos deste trabalho. Nos capítulos seguintes são abordados, de forma detalhada, os tópicos pertinentes ao desenvolvimento do trabalho.

Nos dois primeiros capítulos é descrita a fundamentação teórica necessária para o entendimento do trabalho desenvolvido. O Capítulo 2 contempla as características e o modelo do canal de comunicação radiomóvel multiusuário, com ênfase na descrição da capacidade do canal direto com desvanecimento e múltiplas antenas transmissoras na ERB.

Em seguida, no Capítulo 3, são abordados conceitos de comunicação oportunística, juntamente com as descrições do algoritmo de agendamento *Proportional Fair* e o esquema OBF, utilizados como referência para este trabalho.

O Capítulo 4 descreve a metodologia e os procedimentos do esquema proposto, TC-OBF, para os dois tipos de canais considerados neste documento.

No Capítulo 5 são mostrados e discutidos os resultados obtidos pelo esquema proposto em relação ao esquema de referência. Investigamos diversas configurações de sistemas.

O Capítulo 6 traz as conclusões e sugestões para trabalhos futuros. Por fim, listamos as referências bibliográficas utilizadas neste trabalho de pesquisa.

## Capítulo 2

# O Canal de Comunicação Radiomóvel Multiusuário

O desenvolvimento de sistemas de comunicação confiável e de alta velocidade através do canal radiomóvel é um grande desafio. Este canal de comunicação muda aleatoriamente devido ao movimento do usuário, além de ser suscetível a ruídos, interferências e obstruções do sinal. O canal de comunicação radiomóvel é definido de acordo com a característica de variação no tempo e na frequência de um sinal por ele transmitido. Estas variações podem ser divididas em dois tipos:

- Desvanecimento de larga escala: devido à perda do sinal em função da distância e ao sombreamento por obstáculos. A perda de percurso é causada pela atenuação da potência radiada pelo transmissor quando o sinal se propaga pelo canal. Os modelos de perda de percurso geralmente assumem que a perda na potência do sinal depende principalmente da distância entre transmissor e receptor. O sombreamento é causado por grandes obstáculos (entre o transmissor e o receptor) que atenuam a potência do sinal através da absorção, reflexão, dispersão e difração. Quando a atenuação é muito forte, o sinal é completamente bloqueado. Variações do sinal ocasionadas pela perda de percurso ocorrem somente a grandes distâncias (entre 100 e 1000 metros), enquanto que variações do sinal devidas ao sombreamento ocorrem a distâncias propor-

cionais ao comprimento do objeto que obstrui o sinal, tais como prédios e montanhas. Geralmente, o desvanecimento de larga escala ocorre quando o usuário movimenta-se através de distâncias da ordem do tamanho da célula, e normalmente é independente da frequência.

- Desvanecimento de pequena escala: devido às interferências construtivas e destrutivas dos múltiplos caminhos do sinal entre o transmissor e o receptor. Variações causadas por estes multipercursos são dependentes da frequência e ocorrem em pequenas distâncias, da ordem do comprimento de onda da portadora do sinal.

A Figura 2.1 ilustra as variações no sinal da potência recebida devidas ao desvanecimento de pequena escala e de larga escala do canal radiomóvel em função da distância entre o transmissor e o receptor.

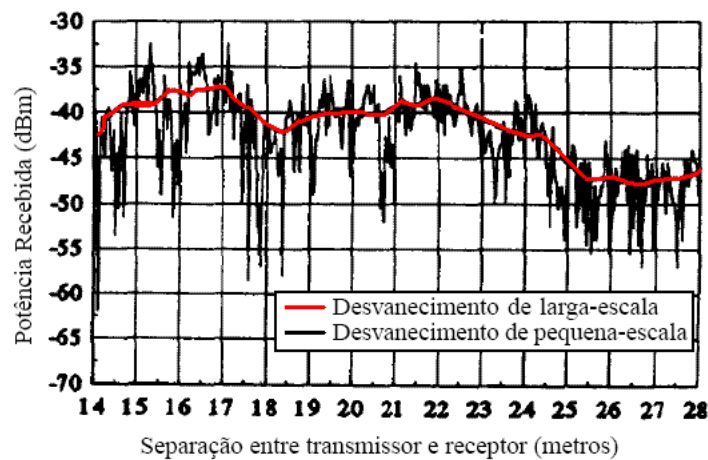


Figura 2.1: Desvanecimento de larga e pequena escala. Modificada de (RAPPAPORT, 1996).

Nas próximas seções ambos os tipos de desvanecimento serão detalhados. Contudo, nesta dissertação, uma maior ênfase será dada ao desvanecimento em pequena escala, pois este está associado ao projeto de sistemas de comunicações confiáveis e eficientes, nosso foco de estudo, enquanto que o desvanecimento em larga escala é normalmente relacionado a assuntos de dimensionamento da célula e posicionamento da estação radiobase. As seções seguintes deste capítulo apresentam vários conceitos fundamentais sobre o canal de comunicação radiomóvel importantes para esta dissertação.



## 2.1 Desvanecimento de Larga Escala

Os principais efeitos do desvanecimento de larga escala são as perdas de potência do sinal no espaço livre<sup>1</sup> e o sombreamento do sinal por obstáculos.

### 2.1.1 Perda de Percurso no Espaço Livre

O modelo mais simples de perda de percurso considera um sinal transmitido no espaço livre entre uma antena transmissora e uma receptora separadas por uma distância  $d$ . Suponha que o sinal se propaga em linha reta e sem obstáculos entre o transmissor e o receptor. O modelo de canal associado com esta transmissão é chamado de canal com linha de visada. Neste modelo, a potência do sinal recebido decai com o quadrado da distância e é dada por (JAKES, 1974)

$$P_r = P_t \left( \frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.1)$$

onde  $P_t$  é a potência transmitida,  $\lambda_c$  é o comprimento de onda da portadora do sinal,  $G_t$  e  $G_r$  são os ganhos de potência das antenas transmissora e receptora, respectivamente. A equação (2.1) também é conhecida como fórmula de Friis.

Um modelo mais acurado, chamado modelo de dois raios, considera que em um canal radiomóvel o sinal em linha de visada possui a interferência de um segundo sinal refletido no solo. Neste modelo a potência recebida pode ser aproximada por

$$P_r = P_t \left( \frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r, \quad (2.2)$$

onde  $h_t$  e  $h_r$  são as alturas efetivas de antena transmissora e receptora, respectivamente. O modelo de dois raios considera que  $d^2 \gg h_t h_r$ . Neste caso o expoente de perdas é 4, ou seja, a potência recebida decai com a quarta potência da distância (40 dB/década em um gráfico logarítmico). Em ambientes reais, o canal radiomóvel tem seu expoente de perdas entre 2,5 e

<sup>1</sup>Também conhecido como Perda de Percurso no espaço livre.

6. Vários modelos empíricos para perda de percurso foram desenvolvidos, entre os quais os mais conhecidos são (OKUMURA et al., 1968), (HATA; NAGATSU, 1980) e (ERCEG et al., 1999).

### 2.1.2 Sombreamento

O sombreamento é caracterizado por variações aleatórias na potência do sinal recebido devidas a obstruções causadas por objetos durante o percurso de propagação do sinal. Estas variações também são causadas por alterações nas superfícies refletoras e objetos dispersivos. O modelo para o sombreamento do canal depende do tamanho das antenas, da frequência da portadora e, principalmente, das características dos obstáculos, tais como, localização, tamanho e propriedades dielétricas. Como as características dos objetos são geralmente desconhecidas, um modelo estatístico deve ser utilizado para descrever esta atenuação. O modelo mais comum para o sombreamento é o log-normal (JAKES, 1974). Este modelo foi estudado experimentalmente. Os resultados empíricos mostraram sua validade para descrever as variações de potência recebida tanto no ar livre como em ambientes fechados (ERCEG et al., 1999; GHASSEMZADEH et al., 2003). No modelo de sombreamento log-normal a potência recebida possui uma distribuição log-normal com função densidade de probabilidades dada por

$$f(x_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} e^{-\frac{(x_{dB}-\mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}}, \quad (2.3)$$

onde  $x_{dB} = 10\log_{10}x$  (em decibéis) é a variável aleatória representando as variações do nível da potência recebida.  $\mu_{dB}$  e  $\sigma_{dB}$  são, respectivamente, a média e o desvio padrão de  $x$ , ambos também expressos em decibéis. A média pode ser baseada em um modelo analítico ou medida empiricamente.  $\mu_{dB}$ , quando medida empiricamente, é igual ao desvanecimento em larga escala médio, pois tanto a perda de percurso quanto as perdas por sombreamento estão incorporadas nas medições. Para o método analítico,  $\mu_{dB}$  deve incorporar tanto a perda de percurso (por exemplo, calculada através da equação (2.1)) como a atenuação causada pelo obstáculo.

## 2.2 Desvanecimento de Pequena Escala

O desvanecimento de pequena escala é o termo utilizado para descrever as rápidas flutuações que ocorrem na amplitude do sinal quando o usuário percorre pequenas distâncias. Em pequenas distâncias os efeitos da perda de percurso e do sombreamento podem ser ignorados. Entre os principais efeitos causadores do desvanecimento de pequena escala destacam-se a propagação do sinal por multipercursos e o deslocamento Doppler, detalhados abaixo.

### 2.2.1 Propagação por Multipercursos

Entre o transmissor e o receptor de um canal radiomóvel, diversos objetos, como casas, prédios e árvores, podem atuar como refletores e/ou espalhadores do sinal. Ao se refletir nestes obstáculos, o sinal perde parte de sua energia e altera sua fase. Quando um sinal modulado é transmitido, diversos sinais refletidos provenientes de diferentes direções e, portanto, com diferentes atrasos de propagação, interceptam a antena receptora. Estes sinais refletidos originam a *propagação por multipercursos* (RAPPAPORT, 1996). No receptor, os sinais recebidos de um canal com multipercursos possuem diferentes fases, devido a diferentes ângulos de chegada e tempos de propagação. Quando estes sinais são coletados por uma antena receptora, eles podem se combinar de forma construtiva ou destrutiva. Um usuário movimentando-se através de um canal com multipercursos pode receber um sinal que varia bruscamente em amplitude e fase. Do mesmo modo, se o usuário está parado, podem ocorrer variações na amplitude e na fase do sinal devidas ao movimento dos objetos refletores que o cercam.

### 2.2.2 Deslocamento Doppler

Devido ao movimento relativo entre transmissor e receptor, cada sinal se propagando por um percurso em um canal com multipercursos está sujeito a um desvio em sua frequência. Este desvio, ou deslocamento da frequência do sinal recebido devido ao movimento rela-

tivo é chamado de *deslocamento Doppler*. Considere a situação em que um único tom de frequência  $f_c$  é transmitido. Este sinal intercepta o receptor através de um único percurso formando um ângulo  $\theta$  com respeito à direção do movimento do usuário. O deslocamento Doppler do sinal recebido, denotado por  $f_d$ , é dado por

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta, \quad (2.4)$$

onde  $v$  é a velocidade do usuário e  $c$  é a velocidade da luz. Uma ilustração de um cenário com deslocamento Doppler é mostrado na figura 2.2. O deslocamento Doppler em um canal com

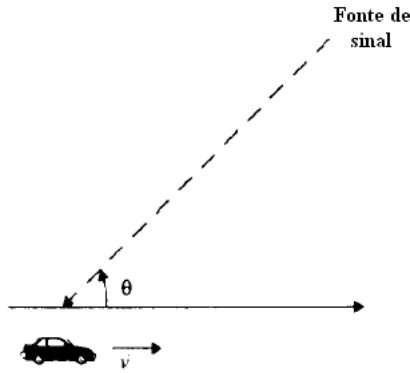


Figura 2.2: Ambiente onde ocorre deslocamento Doppler. Modificada de (RAPPAPORT, 1996).

multipercursos ocasiona o espalhamento da largura de banda dos múltiplos sinais dentro de um intervalo de  $f_c \pm f_{d_{max}}$ , onde  $f_{d_{max}}$  é o deslocamento Doppler máximo, que ocorre quando o ângulo  $\theta = \pi k$ , para valores inteiros de  $k$ . Como um resultado do deslocamento Doppler, quando um único tom é transmitido, um sinal com um espectro de frequência de largura não nula pode ser recebido.

## 2.3 O Modelo do Canal Radiomóvel

O canal radiomóvel, considerando os efeitos dos multipercursos, pode ser modelado como um sistema linear variante no tempo (PROAKIS, 1995). A partir desta abordagem,

pode-se levantar a sua resposta ao impulso para definir os parâmetros do canal radiomóvel e, assim, caracterizar seus tipos de desvanecimento.

Inicialmente considere que um sinal  $x(t)$  é transmitido e atinge a antena receptora através de um canal com multipercursos. Supondo que as atenuações e os atrasos de propagação em cada um dos vários percursos não dependem da frequência e são independentes entre si, podemos usar o princípio da superposição para estabelecer uma relação entre o sinal transmitido  $x(t)$  e o sinal recebido  $y(t)$  dada por:

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)), \quad (2.5)$$

onde  $a_i(t)$  e  $\tau_i(t)$  são, respectivamente, a atenuação e o atraso de propagação no tempo  $t$  para o percurso  $i$ . Neste modelo, as atenuações para cada percurso são simplesmente o produto de três fatores, a saber, os fatores de atenuação decorrentes dos padrões de irradiação das antenas transmissoras e receptoras, a natureza e superfície do receptor e os fatores de atenuação que são função da distância da antena transmissora até o refletor e do refletor até a antena receptora. Na prática, as atenuações e os atrasos de propagação são funções que variam lentamente com a frequência. Essas variações ocorrem devido ao comprimento dos percursos ser variante no tempo e aos ganhos das antenas serem dependentes da frequência. Contudo, como nesta dissertação somente será tratado o caso de canais radiomóvel para sistemas de banda estreita (onde a largura de banda do sinal transmitido é menor que a largura de banda de coerência do canal, conforme Seção 2.4), podemos omitir a dependência da frequência.

Como o modelo do canal radiomóvel (equação 2.5) é linear, ele pode ser descrito em função da sua resposta ao impulso  $h(\tau, t)$  no tempo  $t$ . A função  $h(\tau, t)$  é obtida quando se aplica na entrada  $x(t)$  do canal um impulso no tempo  $t - \tau$ . Em termos de  $h(\tau, t)$ , o sinal recebido  $y(t)$  é expresso por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t)x(t - \tau)d\tau. \quad (2.6)$$

Comparando as equações (2.5) e (2.6), observa-se que a resposta ao impulso do canal radiomóvel é descrita por:

$$h(\tau, t) = \sum_i a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (2.7)$$

Esta equação é bastante interessante, pois mostra que o efeito do movimento do usuário, aliado ao movimento arbitrário dos refletores do sinal, juntamente com toda a complexidade para se resolver as equações de propagação de ondas, resumem-se em uma relação entre as antenas transmissoras e receptoras que é simplesmente representada pela resposta ao impulso do canal variante no tempo. Contudo, devido à natureza aleatória dos fatores de atenuação e dos atrasos de propagação incorporados à função  $h(\tau, t)$ , deve-se adotar um modelo estatístico para descrever seu comportamento. Os modelos estatísticos de desvanecimento Rayleigh e Rice são normalmente utilizados para descrever as variações de um ambiente multipercurso de banda estreita (VUCETIC; JINHONG, 2003).

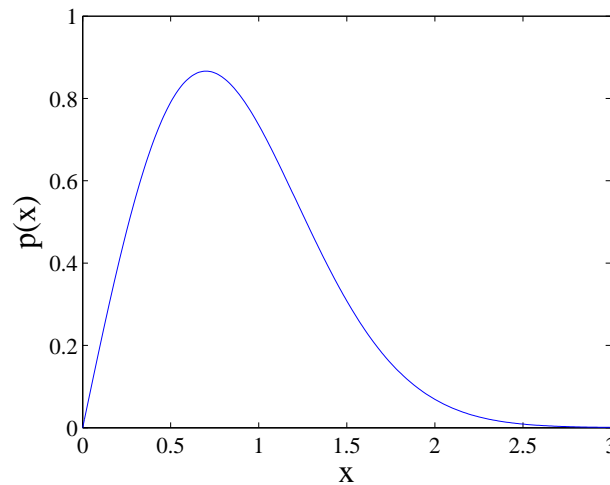


Figura 2.3: Função de densidade de probabilidade Rayleigh.

O canal radiomóvel é dito com desvanecimento Rayleigh quando a componente do sinal em linha de visada está obstruída e a comunicação é realizada somente através de componentes do sinal refletidas nos multipercursos. Para o desvanecimento Rice, além das componentes do sinal a partir dos multipercursos, a linha de visada não está obstruída. Nesta dissertação apenas será tratado o caso dos canais radiomóveis com desvanecimento Rayleigh. Neste ambiente, se o número de sinais refletidos é grande, a resposta ao impulso  $h(\tau, t)$  é

modelada por um processo Gaussiano complexo de média zero e variância  $\sigma^2$ . Assim, a envoltória  $|h(\tau, t)|$  deste processo possui uma distribuição de probabilidade Rayleigh e sua fase obedece a uma distribuição uniforme entre  $-\pi$  e  $\pi$ . A função densidade de probabilidade de uma distribuição Rayleigh, mostrada na Figura 2.3, é dada por

$$p(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} & \text{para } x \geq 0 \\ 0 & \text{para } x < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Em canais com desvanecimento Rayleigh, o deslocamento Doppler máximo<sup>2</sup> é dado por  $f_{d_{\max}}$ , conforme Seção 2.2.2. Supondo um grande número de multipercursos e uma potência recebida uniforme sobre todos os ângulos de incidência, a magnitude da densidade espectral de potência no ambiente Rayleigh, denotada por  $|P(f)|$ , é dada por

$$|P(f)| = \begin{cases} \frac{1}{2\pi \sqrt{f_{d_{\max}}^2 - f^2}} & \text{para } |f| \leq |f_{d_{\max}}| \\ 0 & \text{para } \textit{outros} \end{cases} \quad (2.9)$$

Uma medida da quantidade de memória existente no canal é fornecida pelo valor  $f_{d_{\max}} T_s$ , que representa a máxima taxa de desvanecimento normalizada pela taxa de símbolos. Para canais Rayleigh correlacionados o valor deste parâmetro está no intervalo  $0 < f_{d_{\max}} T_s < 1$ , indicando que a quantidade de memória é finita. A função de autocorrelação de um processo com desvanecimento Rayleigh é dada por

$$R(\tau) = J_0(2\pi f_{d_{\max}} \tau), \quad (2.10)$$

onde  $J_0(\cdot)$  é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero.

O último passo para se concluir o modelo do canal radiomóvel é a inclusão do ruído. Neste trabalho consideraremos o ruído  $w(t)$  Gaussiano branco aditivo de média zero (AWGN) e densidade espectral de potência  $N_0/2$  (Watts/Hz). Com isso, o modelo da equação (2.5) é

---

<sup>2</sup>também conhecido como taxa de máximo desvanecimento

modificado para

$$y(t) = \sum_i a_i(t)x(t - \tau_i(t)) + w(t). \quad (2.11)$$

Em sistemas amostrados em banda básica, como os utilizados para as simulações no Capítulo 5, pode-se mostrar que o vetor de ruídos Gaussianos é independente do tempo e, além disso, suas componentes real e imaginária são variáveis Gaussianas, independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) com variâncias  $N_0/2$ . Uma variável aleatória Gaussiana complexa cujas componentes real e imaginária são i.i.d. satisfaz a propriedade de simetria circular:  $e^{j\phi}X$  tem a mesma distribuição de  $X$  para qualquer  $\phi$  (TSE; VISWANATH, 2005). Desta maneira, diremos que o ruído é uma variável Gaussiana complexa circularmente simétrica de média zero e variância  $\sigma^2$ , denotada apenas por  $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$  deste ponto em diante. A suposição de ruído AWGN significa essencialmente que o ruído adicionado ao sinal é independente dos multipercursos e sua fonte principal está no receptor.

## 2.4 Parâmetros do Canal Radiomóvel

A comunicação por um canal com multipercursos resulta no espalhamento do sinal transmitido em diferentes dimensões (PAULRAJ et al., 2003). Nesta seção, o espalhamento Doppler, relacionado com a dimensão temporal, e o espalhamento de atraso, relacionado com a dimensão freqüencial são tratados como parâmetros para se classificar os tipos de desvanecimento do canal.

### 2.4.1 Espalhamento Doppler e o Tempo de Coerência

As variações temporais do canal causadas pelo movimento dos objetos refletoras ou pelo movimento relativo entre o usuário e a estação radiobase resultam no espalhamento Doppler. O espalhamento Doppler e o tempo de coerência são parâmetros que descrevem as características de variação temporal do canal para pequenas distâncias. Quando um único tom de freqüência  $f_c$  é transmitido, o espectro do sinal recebido, chamado espectro Doppler, tem



componentes de frequência que vão desde  $f_c - f_{d_{max}}$  até  $f_c + f_{d_{max}}$ , onde  $f_{d_{max}}$  é o deslocamento Doppler máximo. O espalhamento Doppler é definido como o intervalo no qual o espectro Doppler é não-nulo.

O tempo de coerência,  $T_c$ , de um canal sem fio é definido como o tempo durante o qual a magnitude da resposta ao impulso do canal não muda significativamente, tipicamente quando o coeficiente de autocorrelação do sinal se reduz a 0,7. O tempo de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento Doppler e pode ser aproximado por

$$T_c \approx \frac{1}{f_{d_{max}}}. \quad (2.12)$$

O tempo de coerência é uma medida da rapidez com que o canal muda no tempo. Quanto maior o tempo de coerência, menores são as flutuações da resposta ao impulso do canal. Se o tempo para se transmitir um sinal for maior que o tempo de coerência, durante a transmissão o canal mudará a sua resposta em magnitude significativamente, causando distorção do sinal no receptor.

### 2.4.2 Espalhamento de Atraso e a Faixa de Coerência

Se um único impulso for transmitido através de um canal com multipercursos, o sinal recebido será um trem de impulsos, com cada impulso correspondendo ou à componente em linha de visada ou às componentes distintas associadas aos multipercursos. Uma importante característica de canais com multipercursos é o tempo do espalhamento de atraso causado no sinal recebido. O espalhamento de atraso,  $T_d$ , é definido como a diferença do tempo de propagação entre o percurso mais longo e o mais curto, levando-se em consideração apenas os percursos em que o sinal chega ao receptor com energia significativa.

O espalhamento de atraso está relacionado com um importante parâmetro em canais de comunicação sem fio: a faixa de coerência, denotada por  $B_c$ . A faixa de coerência, ou largura de faixa de coerência, é uma medida estatística do intervalo de frequências para as quais o canal pode ser considerado plano, isto é, todas as componentes espectrais passam através

do canal com aproximadamente o mesmo ganho e sofrem apenas desvio de fase linear. Da mesma forma como o tempo de coerência no tempo, na frequência a faixa de coerência indica a rapidez com que o canal muda no domínio da frequência. Normalmente é definida como a largura do intervalo de frequências para o qual o coeficiente de autocorrelação do canal se reduz a 0,7. A largura de faixa de coerência é inversamente proporcional ao espalhamento de atraso e também pode ser vista como uma medida da seletividade em frequência do canal. Assim,

$$B_c \approx \frac{1}{T_d}. \quad (2.13)$$

Com isso, se transmitirmos dois tons com diferença de frequências maior que  $B_c$ , veremos que o canal afetará a cada um de forma bastante diferente no domínio da frequência.

### 2.4.3 Tipos de Desvanecimento de Pequena Escala

Para se classificar o tipo de desvanecimento de pequena escala de um canal radiomóvel é necessário avaliar as características do sinal transmitido juntamente com os parâmetros do canal apresentados nas subseções anteriores. O sinal transmitido é descrito através do seu período de símbolo  $T_s$  e sua largura de faixa  $B_s$ , relacionados reciprocamente por  $B_s = 1/T_s$ . O espalhamento de atraso conduz ao desvanecimento plano e ao desvanecimento seletivo em frequência, enquanto que o espalhamento Doppler está relacionado com o desvanecimento rápido e lento. Essas duas formas de espalhamentos são independentes entre si, pois são causadas de formas diferentes.

O desvanecimento plano ocorre quando a largura de faixa do sinal transmitido é consideravelmente menor que a faixa de coerência  $B_c$ . Neste caso, o espalhamento de atraso  $T_d$  é muito menor que o período de símbolo do sinal transmitido. Este desvanecimento é conhecido como plano, pois como a faixa de frequências do sinal é menor que a faixa de coerência, toda a faixa de frequência do canal possui ganho constante e resposta de fase linear. Por outro lado, quando a largura de faixa do sinal transmitido é muito maior que a faixa de coerência, o canal é dito ser seletivo em frequência. Nestas condições, o espalhamento de atraso é muito

maior que o período de símbolo. Devido a esta dispersão temporal nos símbolos recebidos, o canal com desvanecimento seletivo em frequência ocasiona interferência intersimbólica.

O canal radiomóvel possui desvanecimento rápido quando o tempo de coerência  $T_c$  do canal é menor que o período  $T_s$  do símbolo transmitido, ou seja, o canal muda rapidamente durante o período de um símbolo. Neste caso, quanto maior for o espalhamento Doppler em relação à largura de faixa do sinal transmitido, maior será a dispersão em frequência e a distorção do sinal recebido. No desvanecimento lento, o tempo de coerência é muito maior que o período de símbolo, portanto o canal se mantém estático durante o período do símbolo. De forma recíproca, o espalhamento Doppler é muito menor que a largura de faixa do sinal transmitido. Quando o canal permanece estático durante vários períodos de símbolo, ele é denominado um canal com desvanecimento em bloco (*block fading channel*). É importante salientar que um canal com desvanecimento lento ou rápido não depende somente do ambiente e da velocidade do terminal radiomóvel, mas também da aplicação, pois neste caso para diferentes aplicações temos diferentes atrasos e taxas de dados (período de símbolo). Aplicações de voz, por exemplo, tipicamente suportam apenas pequenos atrasos (menores que 100 ms), enquanto que aplicações de transferência de dados podem ter atrasos maiores (TSE; VISWANATH, 2005).

A Tabela 2.1 resume os diferentes tipos de desvanecimento de um canal radiomóvel.

Tabela 2.1: Tipos de desvanecimento do canal radiomóvel.

Tipos de desvanecimento do canal radiomóvel	Características
desvanecimento plano	$B_s \ll B_c$ e $T_s \gg T_d$
desvanecimento seletivo em frequência	$B_s > B_c$ e $T_s < T_d$
desvanecimento rápido	$T_s > T_c$ e $B_s < B_d$
desvanecimento lento	$T_s \ll T_c$ e $B_s \gg B_d$

## 2.5 O Modelo Jakes para o Canal Radiomóvel com Desvanecimento Rayleigh

O método proposto por Jakes é largamente utilizado para modelagem de canais com desvanecimento Rayleigh. O modelo Jakes é um método determinístico, baseado na soma de senóides (osciladores), para gerar canais com desvanecimento Rayleigh correlacionados no tempo. Este modelo supõe que existem  $N$  espalhadores ou refletores distribuídos uniforme-

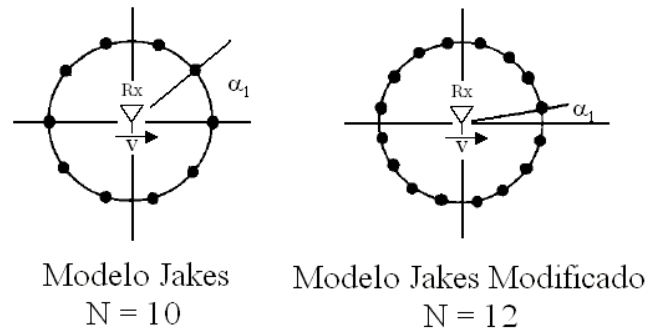


Figura 2.4: Posicionamento dos espalhadores para o modelo Jakes ( $N = 10$ ) e para o modelo Jakes modificado ( $N = 12$ ), modificada de (DENT et al., 1993).

mente ao redor de um círculo com ângulo  $\alpha_n$ , conforme Figura 2.4. Um único sinal  $n$  de mesma potência chegando de cada espalhador atinge o receptor que movimenta-se com velocidade  $v$ . Por isso, o deslocamento Doppler em cada sinal  $n$  é  $f_n = f_d \cos \alpha_n$ . Se definirmos  $\alpha_n = 2\pi n/N$ , obtemos uma simetria entre quadrantes na magnitude do deslocamento Doppler (DENT et al., 1993). A partir deste resultado, podemos utilizar  $N_{oc} + 1$  osciladores complexos, onde  $N_{oc} = (N/2 - 1)/2$ , para modelar uma forma de onda  $k$  com desvanecimento Rayleigh no tempo  $t$  como:

$$R(t, k) = K_0 \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} [\cos(\varphi) + j \sin(\varphi)] \cos(2\pi f_d t + \theta_0) + \sum_{n=1}^{N_{oc}} [\cos(\phi_n) + j \sin(\phi_n)] \cos(2\pi f_n t + \theta_{n,k}) \right\} \quad (2.14)$$

onde  $j$  denota  $\sqrt{-1}$ ,  $K_0$  é uma constante de normalização,  $\varphi$  e  $\phi$  são fases, e  $\theta_{n,k}$  são as fases iniciais utilizadas para gerar múltiplos sinais. Usualmente definimos  $\varphi = 0$  e  $\phi_n =$

$\pi n(N_{oc} + 1)$  para que as componentes real e imaginária de  $R(t, k)$  tenham correlação cruzada nula.

Para gerar diversas formas de onda  $R(t, k)$  descorrelacionadas, Jakes propôs utilizar as fases iniciais  $\theta_{n,k} = \phi_n + 2\pi(k - 1)/(N_{oc} + 1)$ . Contudo, foi mostrado (DENT et al., 1993) que as formas de onda geradas desta forma somente são descorrelacionadas em algumas situações. Além disso, como mencionado anteriormente, após definidas as fases este modelo é determinístico, ou seja, ele não possui nenhum parâmetro que possa ser escolhido de forma aleatória.

O modelo Jakes modificado (DENT et al., 1993) altera os espaçamentos dos espalhadores, como mostrado na Figura 2.4, e pondera os osciladores usando seqüências (ou palavras-código) ortogonais de Walsh-Hadamard para garantir correlação cruzada zero entre os osciladores. Definindo  $\phi_n = 2\pi(n - 0,5)/N$  e  $\phi_n = \pi n/N_{oc}$ , o modelo Jakes modificado<sup>3</sup> é dado por:

$$R(t, k) = \sqrt{\frac{2}{N_{oc}}} \sum_{n=1}^{N_{oc}} A_k(n) [\cos(\phi_n) + j \sin(\phi_n)] \cos(2\pi f_n t + \theta_{n,k}), \quad (2.15)$$

onde a função  $A_k(n)$  é a  $k$ -ésima seqüência de Walsh-Hadamard em  $n$ . Desta forma, o modelo Jakes modificado permite gerar formas de onda não correlacionadas. Para se manter as propriedades de correlação, nenhuma restrição foi necessária para as fases iniciais  $\theta_{n,k}$ . Assim, as fases  $\theta_{n,k}$  podem ser inicializadas de forma aleatória, assegurando a aleatoriedade do modelo. O modelo Jakes modificado é utilizado nesta dissertação para simular canais com desvanecimento Rayleigh correlacionado no tempo.

## 2.6 Diversidade em Canais Radiomóvel

Como apresentado nas seções anteriores, o desvanecimento é a característica fundamental dos canais de comunicação sem fio. Uma maneira importante de combater os efeitos do desvanecimento é o uso de diversidade. Técnicas de diversidade têm sido amplamente

---

<sup>3</sup>Também conhecido como Modelo Dent

utilizadas para reduzir os efeitos do desvanecimento em multipercursos e melhorar a confiabilidade da comunicação. A idéia básica das técnicas de diversidade é fornecer ao receptor múltiplas réplicas do sinal transmitido, todas contendo a mesma informação, mas tendo sofrido desvanecimentos com pouca correlação, ou idealmente descorrelacionado. Isto significa que a probabilidade de todas as réplicas sofrerem desvanecimento profundo simultaneamente é pequena, e muito menor do que se somente uma única réplica fosse transmitida (VUCETIC; JINHONG, 2003).

Diversas técnicas de diversidade foram incluídas em sistemas de comunicação para que estes pudessem atingir o desempenho esperado. Comumente a diversidade pode ser obtida no tempo, na frequência ou no espaço, como detalhado nas seções subseqüentes. Além disso, em sistemas celulares, pode-se explorar a macro diversidade e a diversidade multiusuário. A macro diversidade diz respeito ao fato do usuário poder receber o sinal de mais de uma estação radiobase simultaneamente, enquanto que a diversidade multiusuário, detalhada na Seção 3.1, é obtida por meio de comunicação oportunística.

### 2.6.1 Diversidade Temporal

A diversidade temporal é obtida através da transmissão de réplicas do sinal em intervalos de tempo maiores que o tempo de coerência do canal. Assim, o desvanecimento sofrido pelos sinais recebidos é descorrelacionado. A diversidade no tempo pode ser implementada por codificação (*coding*) e/ou embaralhamento (*interleaving*). Em sistemas de comunicação digital, códigos corretores de erros são utilizados para se obter diversidade temporal e ganho de codificação. Em sistemas de comunicação móvel, códigos corretores de erros juntamente com embaralhadores são implementados. Neste caso, a informação é codificada pelos códigos e os símbolos codificados são espalhados em diferentes tempos de coerência pelos embaralhadores, assegurando que diferentes partes das palavras código estejam sujeitas a desvanecimentos independentes. Contudo, atrasos são necessários no receptor para efetuar o desembaralhamento das palavras código, restringindo a sua utilização somente para sistemas com desvanecimento rápido. Em sistemas com desvanecimento lento, embaralha-

dores de ordem alta podem levar a um atraso que é intolerável para aplicações de voz, por exemplo. Uma desvantagem destes esquemas é que devido à adição de redundância no tempo pelos codificadores, uma maior largura de faixa é necessária.

### 2.6.2 Diversidade em Frequência

A diversidade em frequência é obtida através da transmissão da mesma informação em diferentes frequências, separadas por um intervalo maior que o tamanho da faixa de coerência. Isso garante que as estatísticas do desvanecimento para as diferentes frequências de transmissão sejam essencialmente descorrelacionadas. Em comunicações móveis, as réplicas do sinal transmitido são providas ao receptor na forma de redundância no domínio da frequência introduzidas por espalhamento espectral (*spread spectrum*). Contudo as técnicas de espalhamento espectral somente têm eficácia para criar diversidade em canais com desvanecimento seletivo em frequência. Do mesmo modo que a diversidade temporal, a diversidade em frequência acarreta um consumo maior de faixa de frequências devido à introdução de redundância.

### 2.6.3 Diversidade Espacial

A diversidade espacial, ou diversidade de antenas, é normalmente obtida através da utilização de múltiplas antenas no transmissor e/ou no receptor. As múltiplas antenas são separadas fisicamente por uma distância suficiente para que o desvanecimento no sinal de cada par de antenas seja descorrelacionado. Os requisitos de separação variam com a altura da antena, o ambiente de propagação e a frequência da portadora. Tipicamente uma separação de meio a um comprimento de onda é o suficiente para que os desvanecimentos sejam não correlacionados. Na diversidade espacial, as réplicas do sinal transmitido chegando ao receptor possuem redundância no domínio do espaço. Diferente da diversidade no tempo e em frequência, a diversidade no espaço não causa desperdício de faixa de frequência e permite obter diversidade mesmo em canais com desvanecimento plano e/ou lento.

Podemos classificar a diversidade espacial em diversidade de recepção e diversidade de transmissão (VUCETIC; JINHONG, 2003). Na diversidade de recepção, múltiplas antenas são usadas no receptor para capturar múltiplas cópias do sinal transmitido, caracterizando um canal de única entrada e múltiplas saídas (*single input multiple output* - SIMO), como visto na Figura 2.5(a). Estas cópias são combinadas adequadamente para aumentar a relação sinal ruído (RSR) total recebida e diminuir os efeitos do desvanecimento. Os métodos mais utilizados de diversidade de recepção são:

- Combinação de seleção (*Selection combining*): A cada período de símbolo, a antena receptora que contém o sinal com melhor RSR é selecionada para recepção do sinal.
- Combinação de máxima razão (*Maximum ratio combining*): A cada período de símbolo, o sinal de cada antena receptora é ponderado individualmente e então somado de forma conjunta para se obter o sinal recebido. Os pesos de cada antena podem ser escolhidos de várias maneiras.
- Combinação de ganho igual (*Equal gain combining*): A cada período de símbolo, o sinal de cada antena receptora é ponderado igualmente e então somado de forma conjunta para se obter o sinal recebido.

Na diversidade de transmissão (Figura 2.5(b)), múltiplas antenas são empregadas do lado da transmissão, caracterizando um canal de múltiplas entradas e única saída (*multiple input single output* - MISO). Neste caso, os sinais são processados antes de serem transmitidos para aproveitar as múltiplas antenas transmissoras. Os esquemas que se utilizam da diversidade de transmissão são divididos em esquemas com e sem realimentação (*feedback*).

Nos esquemas com realimentação, o transmissor obtém informações sobre o canal radiomóvel via um canal de realimentação. Os sinais são transmitidos por múltiplas antenas transmissoras com diferentes fatores de ponderação. Estes fatores de ponderação são escolhidos de forma adaptativa para maximizar a potência do sinal recebido ou a capacidade do canal. Em sistemas celulares, a mobilidade e as mudanças no ambiente causam rápidas variações no canal, tornando a estimação do canal uma tarefa difícil. A estimação imperfeita



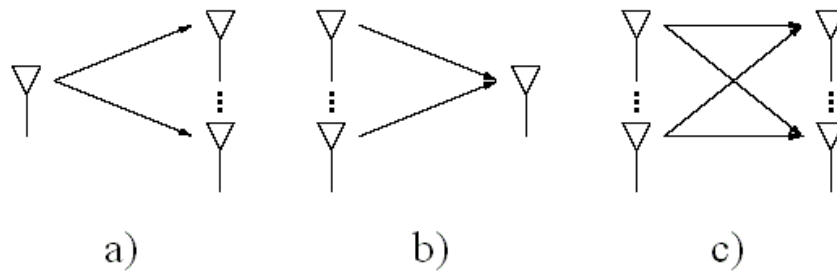


Figura 2.5: Configuração de antenas para diversidade espacial. a) Diversidade de recepção (SIMO); b) Diversidade de transmissão (MISO); c) Diversidade de transmissão e recepção (MIMO).

do canal diminui a RSR recebida e afeta o desempenho do sistema. Nesta dissertação será adotado um sistema com diversidade de transmissão utilizando realimentação.

É possível utilizar códigos corretores de erros juntamente com esquemas de múltiplas antenas transmissoras para se obter melhor desempenho (menor probabilidade de erros). Assim, além do ganho de diversidade obtido através das múltiplas antenas, podem-se alcançar ganhos de codificação. Contudo, maior largura de faixa é exigida devido à redundância dos códigos.

Se visualizarmos os códigos corretores de erros, a modulação e a diversidade de transmissão conjuntamente como um único módulo de processamento de sinais, podemos alcançar ganhos de codificação e de diversidade sem expandir a largura de faixa. Esta técnica de transmissão que une códigos, modulação e múltiplas antenas de transmissão num só módulo é chamada de códigos espaço-temporais (*space-time coding*). Especificamente, códigos espaço-temporais introduzem redundância controlada no tempo e no espaço sem desperdício de largura de faixa devido ao projeto unificado. Além disso, em canais com múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras (*multiple input multiple output - MIMO*), ilustrados na Figura 2.5(c), códigos espaço-temporais podem ser utilizados para diminuir os efeitos do desvanecimento e aumentar a capacidade do sistema. Entretanto, esses códigos exigem a aquisição de grande quantidade de informação (fases e amplitudes de todos os pares de antenas transmissoras-receptoras precisam ser medidas) para obterem ganho de diversidade máximo.

### 2.6.4 Ganho de Codificação e Ganhos de Diversidade

Estes dois tipos de ganhos, citados na seção anterior, embora proporcionem aumento do desempenho do sistema (menores taxas de erros), são de naturezas bastante diferentes. Enquanto o ganho de diversidade manifesta-se através do aumento da inclinação da curva de probabilidade de erros, o ganho de codificação<sup>4</sup> apenas desloca a curva para esquerda (Figura 2.6). A forma da equação de probabilidade de erros para sistemas que possuem ganhos de codificação e de diversidade pode ser aproximada em altas RSR por:

$$\bar{P}_e \approx \frac{c_{mod}}{(\gamma_c \rho)^D}, \quad (2.16)$$

onde  $c_{mod}$  é uma constante devido ao tipo de modulação empregada e ao canal,  $\rho$  é a relação sinal ruído (RSR),  $\gamma_c$  é o ganho de codificação e  $D$  é o ganho de diversidade. A Figura 2.6 mostra as diferenças entre estes dois tipos de ganhos. Para altas RSR, o ganho de diversidade aumenta a inclinação da curva de probabilidade de erro, enquanto que o ganho de codificação apenas desloca esta curva para esquerda, mantendo a sua inclinação constante.

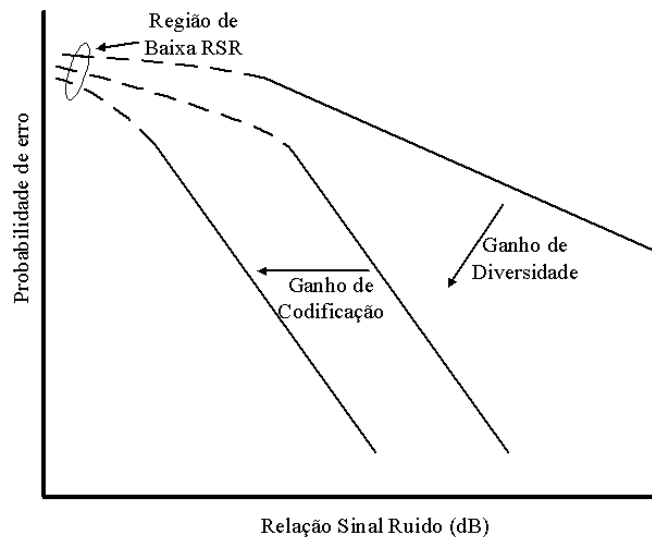


Figura 2.6: Ganho de Diversidade e Ganho de Codificação. Modificada de (PAULRAJ et al., 2003).

<sup>4</sup>O ganho de codificação (*array power gain*) também é conhecido simplesmente como ganho de potência.

## 2.7 O Modelo do Canal Radiomóvel Multiusuário

Até esta seção, todos os modelos apresentados referem-se a canais ponto-a-ponto, ou seja, canais com apenas um transmissor e um receptor. Deste ponto em diante, nosso foco muda para canais multiusuário. O canal radiomóvel multiusuário é definido como um canal sem fio que é compartilhado entre múltiplos usuários. Especificamente, nosso principal interesse nesta seção é estudar o canal multiusuário com múltiplas antenas na estação radiobase. A partir desta configuração, é possível realizar multiplexagem espacial e prover diversidade aos usuários. Além disso, altas taxas de transmissão e recepção são permissíveis para ERBs com múltiplas antenas. Na prática, dispor de diversidade de transmissão na ERB é sem dúvida uma alternativa mais interessante que acoplar múltiplas antenas nos terminais dos usuários. Existem dois tipos de canais multiusuário: o canal multiusuário direto e o canal multiusuário reverso, mostrados na Figura 2.7.

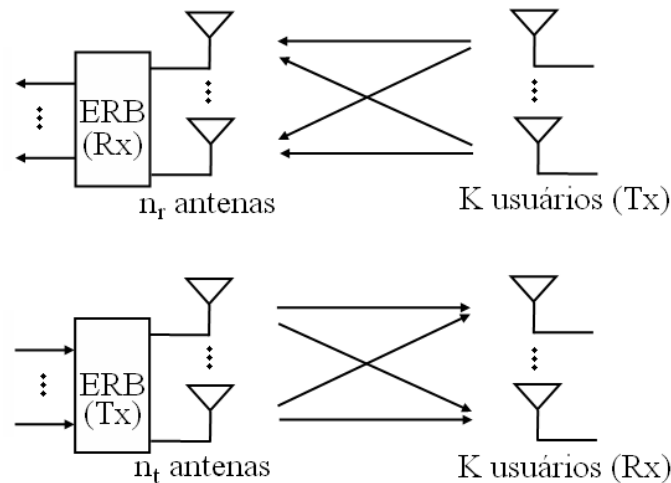


Figura 2.7: Canais multiusuário reverso (múltiplo acesso) e direto (*broadcast*). As estações radiobase possuem múltiplas antenas e os terminais de cada usuário apenas uma. Modificada de (PAULRAJ et al., 2003).

O canal direto, também chamado de canal *broadcast* ou canal *downlink*, tem um transmissor enviando sinais para vários receptores. O sinal transmitido total (soma dos sinais transmitidos para os  $K$  usuários) tem potência  $P$  e largura de faixa  $B$ . Como todos os sinais têm origem no transmissor, a sincronização dos diferentes usuários não é uma tarefa complicada (GOLDSMITH, 2005), sendo afetada somente pela presença de multipercurso. Podemos

citar como exemplos de canal multiusuário direto todas as transmissões de rádio e televisão, transmissões de satélite para múltiplas estações terrestres e transmissões de uma ERB para diversos usuários em um sistema celular.

O canal reverso, também conhecido como canal de múltiplo acesso ou canal *uplink*, possui vários transmissores enviando sinais para um único receptor. Os sinais transmitidos não devem ultrapassar a largura de faixa total do sistema, denotada por  $B$ . Diferente do canal direto, no canal reverso cada usuário tem uma restrição de potência  $P_k$  associada a cada sinal transmitido, e, mesmo que as potências dos sinais transmitidos sejam iguais nos terminais dos usuários, as potências dos sinais recebidos de cada usuário na ERB serão diferentes devido aos ganhos diferentes de cada canal. Além disso, como temos vários transmissores, para se estabelecer a sincronização do sistema as transmissões de cada terminal devem ser coordenadas. Exemplos de canais multiusuário reverso incluem transmissões de estações terrestres para um satélite e transmissões de terminais móveis para uma ERB em sistemas celulares.

### 2.7.1 O Canal Reverso (Múltiplo Acesso)

Para a formulação do modelo do canal reverso considere que cada usuário  $k$ , onde  $k = 1, 2, \dots, K$ , possui um terminal com apenas uma antena, enquanto que a estação radiobase está equipada com  $n_r$  antenas. Assim, no tempo  $n$ , o sinal recebido  $\mathbf{y}[n]$  nas  $n_r$  antenas da ERB em banda básica é um vetor de dimensão  $n_r \times 1$ , dado por:

$$\mathbf{y}[n] = \sum_{k=1}^K \mathbf{h}_k[n] x_k[n] + \mathbf{w}[n], \quad (2.17)$$

onde  $x_k[n]$  é um escalar que representa o símbolo complexo transmitido pelo  $k$ -ésimo usuário no tempo  $n$ ,  $\mathbf{h}_k[n]$  é um vetor complexo  $n_r \times 1$  caracterizando o ganho do canal com desvanecimento do usuário  $k$  até a ERB no tempo  $n$  e  $\mathbf{w}[n]$  é um vetor  $n_r \times 1$  de ruídos i.i.d.,  $\mathcal{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_{n_r})$  no tempo  $n$ . Cada símbolo transmitido  $x_k$  tem uma energia média  $E_{s,k}$  que geralmente é diferente para cada usuário, visto que os terminais dos usuários empregam

controle de potência para compensar as diferenças na perda de percurso.

### 2.7.2 O Canal Direto (*Broadcast*)

No canal direto, a estação radiobase tem  $n_t$  antenas se comunicando com  $K$  usuários que possuem terminais móveis de uma antena cada. A energia média dos sinais  $\mathbf{x}[n]$  transmitidos pela ERB é  $E_{s,k}$  e a potência média total por símbolo transmitido é limitada por  $P$  Watts. Neste ponto é importante notar a diferença com relação ao canal reverso, onde as restrições de potências são separadas para os sinais de cada usuário. Além disso, também assumimos que tanto a ERB quanto os usuários têm perfeito conhecimento do canal. Denotando o sinal recebido pelo usuário  $k$  no tempo  $n$  por  $y_k[n]$ , o modelo em banda básica do canal direto é dado por:

$$y_k[n] = \mathbf{h}_k^H[n] \mathbf{x}[n] + w[n], \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (2.18)$$

onde  $\mathbf{x}[n]$  é um vetor  $n_t \times 1$  de sinais transmitidos no tempo  $n$  pela ERB,  $\mathbf{h}_k[n]$  é um vetor  $n_t \times 1$  e expressa o ganho do canal complexo com desvanecimento da ERB até o usuário  $k$  no tempo  $n$ . O ruído  $w(n) \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  é i.i.d. no tempo  $n$ . Nesta dissertação o canal direto é utilizado para modelagem e avaliação da proposta apresentada. A taxa de dados que pode ser confiavelmente mantida por todos os usuários simultaneamente tanto no canal direto como no reverso é expressa pela região de capacidade destes canais, detalhada na próxima seção.

## 2.8 Capacidade do Canal Multiusuário com Desvanecimento

Nesta seção iremos estabelecer os fundamentos necessários para a caracterização dos limites de uma comunicação confiável em canais multiusuário com desvanecimento. A teoria da informação (SHANNON, 1948), desenvolvida por Claude Shannon, descreve os limites máximos de desempenho de um sistema de comunicação. A principal medida de desempenho é a capacidade de canal, definida como a máxima taxa de transmissão possível com uma probabilidade de erro arbitrariamente pequena. Se uma taxa de transmissão  $R$  é man-

tida acima da capacidade do canal  $C$  não é possível conduzir a probabilidade de erro para um valor arbitrariamente pequeno. A capacidade de canal é a medida de desempenho mais importante utilizada nesta dissertação.

Inicialmente, a capacidade do canal Gaussiano ponto-a-ponto é formulada como ponto de partida para estudarmos a capacidade de canais multiusuário com desvanecimento. A seguir, considerando que os canais são Gaussianos invariantes no tempo e que tanto o transmissor quanto o receptor conhecem o canal, podemos estabelecer a capacidade de canais ponto-a-ponto com múltiplas antenas no transmissor. A partir disso, ainda em um canal ponto-a-ponto, formulamos o efeito do desvanecimento na capacidade de canal, principalmente em canais com múltiplas antenas transmissoras possuindo conhecimento do canal. Com este embasamento teórico em canais ponto-a-ponto saltamos para os canais multiusuário, onde são descritas a capacidade do canal direto Gaussiano e a capacidade do canal direto com desvanecimento (foco principal desta dissertação).

### 2.8.1 Capacidade do Canal Gaussiano

Um canal complexo discreto no tempo em banda básica com largura de faixa  $W$  Hz, potência limitada em  $\bar{P}$  Watts e ruído Gaussiano branco aditivo (AWGN) com densidade espectral de potência  $N_0/2$  é descrito por:

$$y[n] = x[n] + w[n], \quad (2.19)$$

onde  $y[n]$  e  $x[n]$  são, respectivamente, o sinal recebido e o sinal transmitido no instante de tempo  $n$  e o ruído  $w[n]$  no instante de tempo  $n$  é  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  e i.i.d.. Como o ruído  $w[n]$  também é independente entre as componentes real e imaginária, a transmissão por um canal complexo pode ser vista como duas transmissões independentes por um canal AWGN real. A variância do ruído e a limitação de potência por amostra (dimensão real) são  $N_0/2$  e  $\bar{P}/(2W)$

respectivamente. Assim, a capacidade do canal AWGN é:

$$C_{AWGN} = \frac{1}{2} \log_2 \left( 1 + \frac{\bar{P}}{N_0 W} \right) \quad \text{bits por amostra.} \quad (2.20)$$

Nesta equação estão descritos como os recursos (potência recebida  $\bar{P}$  e largura de faixa  $W$ ) disponíveis no canal AWGN se relacionam para originar a capacidade. Usualmente, a capacidade do canal AWGN é medida em bits por segundo. Para isso, multiplica-se o lado direito da equação (2.20) por  $2W$  (número de amostras por segundo), adotando-se a taxa de Nyquist. A partir deste ponto, podemos reescrever esta equação de forma mais conveniente. Dividindo-se por  $W$  (largura de faixa em Hz), e, observando que a RSR =  $\bar{P}/(N_0 W)$ , temos a capacidade na forma de eficiência espectral:

$$C_{AWGN} = \log_2 (1 + \text{RSR}) \quad \text{bits/s/Hz.} \quad (2.21)$$

A equação (2.21) mede a máxima eficiência espectral através de um canal AWGN como função da relação sinal ruído (RSR).

### 2.8.2 Capacidade do Canal Gaussiano com Diversidade de Transmissão (MISO)

Considere um canal MISO com  $n_t$  antenas transmissoras e uma antena receptora. Neste canal o sinal discreto recebido  $y[n]$  é dado por:

$$y[n] = \mathbf{h}^H x[n] + w[n], \quad (2.22)$$

onde  $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{n_t}]^T$  e o elemento  $h_m$  deste vetor é o ganho do canal complexo Gaussiano da antena transmissora  $m$  até a antena receptora,  $x[n]$  é o sinal transmitido e o ruído  $w[n] \sim \mathcal{CN}(0, N_0)$  é Gaussiano e independente entre as antenas. Assumindo uma restrição de potência  $P$  entre as antenas transmissoras e conhecimento do canal no transmissor e no receptor, podemos ponderar apropriadamente os sinais transmitidos a partir de cada antena para que se

somem coerentemente na antena receptora. Efetuar esta ponderação no transmissor de forma que os sinais transmitidos sejam ortogonais em qualquer direção maximiza a RSR recebida. Assim, definindo

$$x[n] = \frac{\mathbf{h}}{\|\mathbf{h}\|} \tilde{x}[n], \quad (2.23)$$

o canal MISO é reduzido a um canal AWGN escalar:

$$y[n] = \|\mathbf{h}\| \tilde{x}[n] + w[n]. \quad (2.24)$$

onde,  $\|\mathbf{h}\|$  é a norma Euclidiana do vetor  $\mathbf{h}$ . Deste modo, podemos escrever a capacidade do canal Gaussiano com diversidade de transmissão como:

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{P \|\mathbf{h}\|^2}{N_0} \right) \quad \text{bits / s / Hz.} \quad (2.25)$$

A ponderação utilizada para os sinais transmitidos (equação (2.23)) maximiza a RSR recebida alocando maior parte da potência para a antena transmissora com melhor ganho. Esta estratégia é conhecida como formatação de feixe de transmissão (*transmit beamforming*), pois propicia arranjar os diferentes sinais nas antenas transmissoras de modo que se alinhem em fase no receptor. Como o canal MISO é convertido em AWGN através desta formatação de feixe, qualquer código ótimo para o canal AWGN também será ótimo para o canal MISO Gaussiano. Portanto, nesta configuração pode-se proporcionar tanto ganho de codificação como ganho de diversidade.

### 2.8.3 Capacidade de Canais com Desvanecimento

As capacidades apresentadas nas duas seções acima consideram os casos em que as realizações do canal ou são determinísticas ou são Gaussianas. Em um sistema real, as realizações do canal são aleatórias e possuem desvanecimento. Nesta seção abordaremos a capacidade de canais de comunicação sem fio com desvanecimento em um sistema com apenas um transmissor e um receptor (ponto-a-ponto). Três casos são discutidos:



- Capacidade de canais com desvanecimento lento;
- Capacidade de canais com desvanecimento rápido;
- Capacidade de canais com diversidade de transmissão.

Além disso, para cada caso, maior ênfase é dada para a capacidade de sistemas onde o transmissor possui informação sobre o canal. Entretanto, também são discutidos os casos de capacidade de canal em sistemas com transmissores sem conhecimento do canal para efeito de contextualização.

Partindo da mesma suposição dada acima de que a taxa de amostras é fixa em  $2W$  Hz e que a potência é limitada em  $P$  Watts, considere a representação complexa em banda básica de um canal com desvanecimento plano dado por:

$$y[n] = h[n]x[n] + w[n]. \quad (2.26)$$

onde  $x[n]$  é o sinal transmitido,  $w[n]$  é  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  e i.i.d. e  $h[n]$  caracteriza o canal com desvanecimento. Assumimos que o canal é normalizado tal que  $\mathbb{E}[|h[n]|^2] = 1$ . No receptor, o termo  $P/N_0$  é a relação sinal ruído média recebida.

### Capacidade de Canais com Desvanecimento Lento

Inicialmente considere o caso em que o transmissor desconhece o canal. No canal com desvanecimento lento o período de símbolo é muito menor que o tempo de coerência do canal. Neste tipo de canal, por causa do desvanecimento, o ganho do canal é aleatório. Mas condicionado a uma dada realização, o canal mantém-se fixo<sup>5</sup> por todo o tempo ( $h[n] = h$ ), ou seja, condicionada a uma realização de  $h$ , este é um canal AWGN, e, como tal, possui capacidade igual a  $\log_2(1 + |h|^2 \text{RSR})$  bits/s/Hz. A capacidade do canal neste caso é aleatória devido à aleatoriedade do ganho do canal  $h$ . Essa constatação nos permite definir uma medida fundamental em canais com desvanecimento, a probabilidade de interrupção (*outage*

<sup>5</sup>Este cenário também é conhecido por canal quase-estático.

*probability*) dada por:

$$p_{out}(R) = \mathbb{P} \{ \log_2(1 + |h|^2 RSR) < R \}. \quad (2.27)$$

Assim, se durante um desvanecimento no canal ocorrer de a taxa de transmissão  $R$  ficar acima da capacidade do canal, então seja qual for o código usado no transmissor, a probabilidade de erro no receptor já não pode ser arbitrariamente pequena. A probabilidade deste evento ( $R > C$ ) ocorrer é dada pela equação (2.27). Enquanto no canal AWGN é possível manter uma probabilidade de erro tão pequena quanto desejado, nos canais com desvanecimento isso não é possível devido à probabilidade não nula de o canal estar em desvanecimento profundo. Desta forma, estritamente dizendo, a capacidade de canais com desvanecimento é zero. Uma alternativa para mensurar a capacidade de canais com desvanecimento é a chamada capacidade de interrupção  $C_\epsilon$  (*outage capacity*). Esta medida expressa a maior taxa de transmissão possível tal que a probabilidade de interrupção  $p_{out}(R)$  seja menor que  $\epsilon$ , conforme descrito em (TSE; VISWANATH, 2005). Resolvendo a equação (2.27) para  $p_{out}(R) = \epsilon$ , obtemos que a capacidade de interrupção é dada por:

$$C_\epsilon = \log_2(1 + F_c(1 - \epsilon) RSR) \quad \text{bits/s/Hz}, \quad (2.28)$$

onde  $F_c$  é a função de distribuição acumulativa complementar (FDAC) de  $|h|^2$ , ou seja,  $F_c(x) = \mathbb{P}\{|h|^2 > x\} = 1 - F(x)$ .  $F(x)$  é a função de distribuição acumulativa (FDA) de  $|h|^2$ .

Para avaliar o efeito do desvanecimento na capacidade de canal quando o transmissor é desinformado, é mostrada na Figura 2.8 a razão entre a capacidade de interrupção nos canais com desvanecimento lento e a capacidade nos canais AWGN para as mesmas RSR. Na Figura pode-se ver que o impacto do desvanecimento é muito mais significativo em baixas RSR do que em altas.

Por outro lado, se considerarmos que o transmissor conhece o canal, informado, por exemplo, através de um canal de realimentação, podemos controlar a potência transmitida

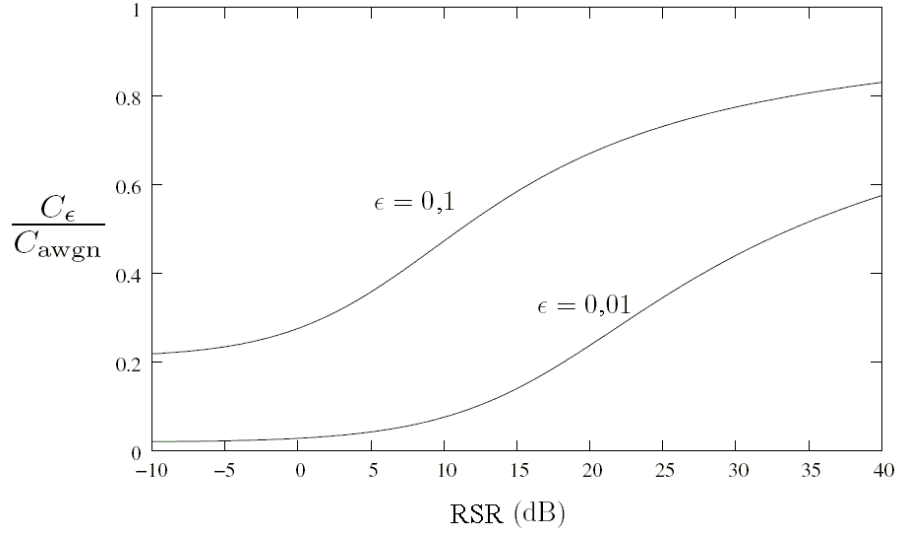


Figura 2.8: Comparação entre a capacidade dos canais AWGN e a capacidade de interrupção para canais com desvanecimento lento para  $\epsilon = 0,1$  e  $\epsilon = 0,01$ . Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

tal que a taxa  $R$  fique sempre inferior à capacidade de canal, seja qual for o estado do desvanecimento. Esta técnica é chamada de inversão do canal. Nela a RSR recebida é mantida constante, não importando o ganho do canal. Com a inversão exata do canal, a probabilidade de interrupção é zero. A desvantagem desta técnica é a enorme potência consumida quando o canal está em desvanecimento profundo. Além disso, muitos sistemas de comunicação são limitados em potência e só podem inverter o canal em desvanecimentos brandos.

### Capacidade em Canais com Diversidade de Transmissão

Nesta seção aumentaremos a diversidade de transmissão do canal permitindo  $n_t$  antenas transmissoras ao invés de apenas uma. Para este canal, limitando a potência transmitida em  $P$ , a capacidade de canais AWGN condicionada aos ganhos dos canais  $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{n_t}]^T$  foi calculada na Seção 2.8.2 como sendo  $\log_2(1 + \|\mathbf{h}\|^2 \text{RSR})$ . Assim, no canal com desvanecimento, uma interrupção do canal ocorre sempre que a capacidade for menor que a taxa de transmissão  $R$ . Se o canal é conhecido no transmissor (CCTx), a probabilidade de

interrupção para uma taxa de transmissão fixa  $R$  é dada por:

$$p_{out}^{CCTx}(R) = \mathbb{P} \left\{ \log_2(1 + \|\mathbf{h}\|^2 \text{RSR}) < R \right\}. \quad (2.29)$$

e sua capacidade de interrupção é dada pela equação (2.28) com  $F_c$  sendo a função de distribuição acumulativa complementar de  $\|\mathbf{h}\|^2$ . Assim, múltiplas antenas transmissoras, além de permitirem ganho de diversidade, também possibilitam um ganho de potência proporcional a  $n_t$ . Contudo, para usufruir deste desempenho e executar uma formatação de feixe de transmissão, o transmissor necessita conhecer todas as fases e magnitudes do canal  $\mathbf{h}$ . Quando o transmissor não conhece o canal, a estratégia a seguir é a transmissão a uma taxa fixa que não depende dos ganhos do canal. Logo, a probabilidade de interrupção quando o canal é desconhecido no transmissor (CDTx) é dada por:

$$p_{out}^{CDTx}(R) = \mathbb{P} \left\{ \log_2 \left( 1 + \|\mathbf{h}\|^2 \frac{\text{RSR}}{n_t} \right) < R \right\}. \quad (2.30)$$

A falta de conhecimento do canal no transmissor causa uma perda por um fator  $n_t$  na RSR recebida e conseqüentemente na capacidade. Para duas antenas transmissoras, o esquema de Alamouti alcança a capacidade de interrupção para canais com desvanecimento Rayleigh i.i.d. sem o conhecimento do canal no transmissor (ALAMOUTI, 1998).

### Capacidade de Canais com Desvanecimento Rápido

No canal com desvanecimento rápido, o período de uma palavra código é maior que o tempo de coerência do canal e vários desvanecimentos podem ocorrer durante o intervalo de uma palavra código. Com a finalidade de encontrar uma equação para a capacidade de canais com desvanecimento rápido, partimos do modelo mostrado na equação (2.26), onde assumimos que o canal é i.i.d entre diferentes tempos de coerência e permanece constante ( $h[n] = h_m$ ) durante o  $m$ -ésimo tempo de coerência de  $T_{simb}$  símbolos. Este é o modelo de canal com desvanecimento em bloco (*Block fading channel*), descrito nas seções anteriores. Supondo que a codificação de símbolos em palavras código seja realizada em  $M$  tempos

de coerência do canal  $h[n]$  e que  $T_{simb} \gg 1$  símbolo, podemos efetivamente modelar este sistema a partir de  $M$  sub-canais paralelos com desvanecimentos independentes, para os quais a probabilidade de interrupção é dada por:

$$p_{out}(R) = \mathbb{P} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \log_2(1 + |h_m|^2 \text{RSR}) < R \right\}. \quad (2.31)$$

Como o transmissor não possui informação sobre o canal e o termo entre chaves na equação (2.31) é aleatório, existe uma probabilidade de que em algum momento ele seja menor que  $R$ , provocando uma interrupção. Com isso, do mesmo modo que nos canais com desvanecimento lento, a capacidade se reduz a zero. Porém se considerarmos a realização do canal através de um grande número de períodos de coerência ( $M \rightarrow \infty$ ), a lei dos grandes números mostra que

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \log_2(1 + |h_m|^2 \text{RSR}) \rightarrow \mathbb{E}[\log_2(1 + |h|^2 \text{RSR})]. \quad (2.32)$$

Assim, em canais onde o transmissor não conhece o canal, a comunicação confiável, de fato, pode ser realizada em canais com desvanecimento rápido e tem capacidade dada por:

$$C = \mathbb{E}[\log_2(1 + |h|^2 \text{RSR})] \quad \text{bits/s/Hz}, \quad (2.33)$$

onde  $\mathbb{E}[\cdot]$  é o valor esperado de uma variável aleatória. Contudo, a capacidade em canais com desvanecimento rápido e canal desconhecido no transmissor (CDTx) é sempre inferior à capacidade de canais AWGN. Isto decorre diretamente da desigualdade de Jensen (COVER; THOMAS, 1991), que diz que se  $f$  é uma função estritamente côncava (e ambas as capacidades são, pois são funções logarítmicas) e  $X$  é uma variável aleatória, então  $\mathbb{E}[f(X)] \leq f(\mathbb{E}[X])$ , com igualdade somente se a variável  $X$  for determinística.

Neste ponto, surge a pergunta: qual seria a capacidade do canal com desvanecimento rápido caso o transmissor conhecesse o canal? Para responder esta questão, considera-se o mesmo modelo dado acima, onde o canal pode ser visto como  $M$  sub-canais paralelos, cada um com desvanecimento independente dos outros. Da mesma forma que nos canais

com desvanecimento lento, uma estratégia natural que possibilita comunicação confiável é a alocação de potência. Porém, como agora existem  $M$  sub-canais e a potência total é limitada, uma potência  $P_m$  deve ser alocada para cada sub-canal  $m$ , tal que a limitação de potência total seja alcançada. Assim, para uma sequência  $h_1, h_2, \dots, h_m$  de realizações dos sub-canais, a capacidade (em bits/símbolo) deste canal é dada por:

$$\max_{P_1, \dots, P_M} \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \log_2 \left( 1 + \frac{P_m |h_m|^2}{N_0} \right) \quad (2.34)$$

sujeito a

$$\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_m = P, \quad (2.35)$$

onde  $P$  é a potência total a ser distribuída nos sub-canais. Este é um problema de maximização clássico em comunicações. A alocação de potência ótima entre os sub-canais é atingida por um técnica que utiliza operadores de Lagrange, conhecida como *waterfilling*. Resolvendo esta maximização, a capacidade de canais com desvanecimento rápido em sistemas onde o canal é conhecido no transmissor (CCTx) é dada por:

$$C = \mathbb{E} \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{P^*(h) |h|^2}{N_0} \right) \right] \quad \text{bits/s/Hz}, \quad (2.36)$$

onde  $P^*(h)$  é a potência ótima como função do ganho de canal  $h$  para cada momento.

A partir dos resultados mostrados nesta seção, podemos comparar a capacidade de canais com desvanecimento rápido (com e sem conhecimento do canal no transmissor) e a capacidade de canais sem desvanecimento (AWGN). A Figura 2.9 ilustra esta comparação em canais com desvanecimento Rayleigh.

Observamos que para baixas RSR, a capacidade com CCTx é maior que as outras duas curvas (capacidade com CDTx e AWGN), enquanto que para altas RSR, a diferença entre as duas capacidades com desvanecimento é praticamente nula, ambas sendo inferiores à capacidade do canal AWGN. Estas duas observações são genéricas para uma grande classe de modelos de desvanecimento e são explicadas pelo fato de a alocação dinâmica de potência causar um benefício somente no ganho da potência recebida. Como em baixas RSR a ca-

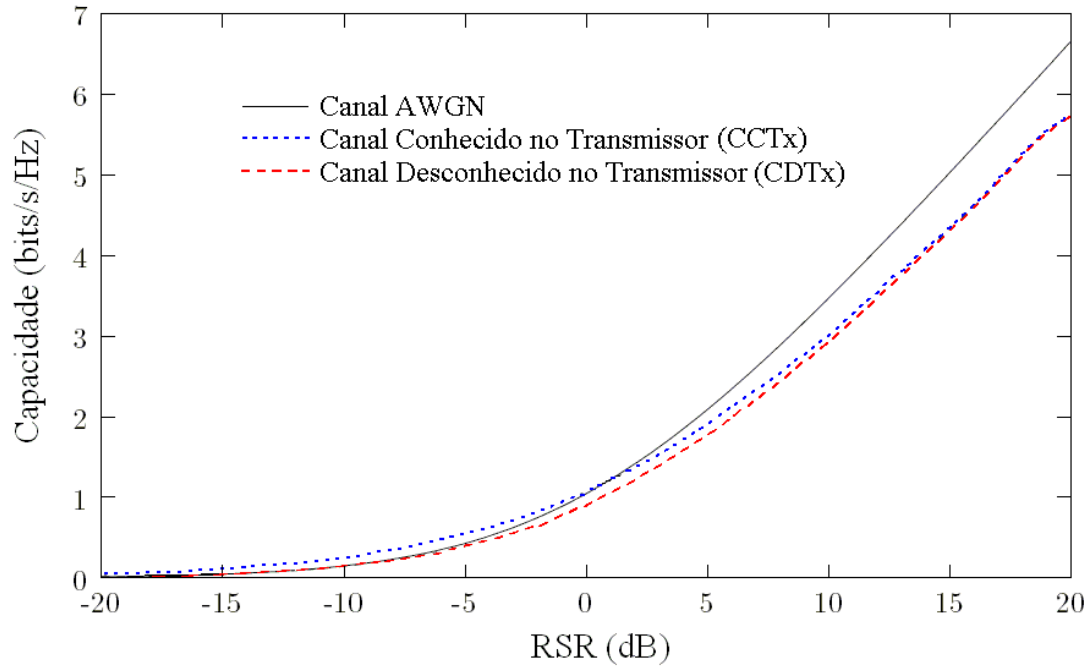


Figura 2.9: Comparação entre a capacidade de canais Rayleigh com desvanecimento rápido (com e sem conhecimento do canal no transmissor) e a capacidade de canais sem desvanecimento (AWGN). Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

capacidade é muito mais sensível ao ganho de potência no receptor do que em altas RSR, a alocação dinâmica de potência é mais interessante para sistemas de baixa RSR. Porém, em baixas RSR, a realimentação de informação do canal para o transmissor necessária para a implementação da técnica de *waterfilling* torna-se mais difícil. Além disso, uma conclusão interessante para baixas RSR é que a capacidade de canais com desvanecimento e CCTx pode ser muito maior que a capacidade de canais sem desvanecimento. Esta conclusão diferencia-se do caso em que o transmissor desconhece o canal. O ganho em canais com desvanecimento vem do fato de que o desvanecimento provoca flutuações no canal, e, deste modo, quando o transmissor tem conhecimento do canal, ele pode transmitir de forma oportunística somente quando o canal apresenta ótimas condições, isto é, quando sua RSR está próxima de um pico. Em canais sem desvanecimento, o canal permanece constante e não há flutuações das quais se aproveitar. A comunicação oportunística é o tema do próximo capítulo.

### 2.8.4 Capacidade do Canal Multiusuário

Nas seções anteriores discutimos a capacidade de canal para sistemas ponto-a-ponto. A partir daqui, a teoria de informação mostra que é possível generalizar o conhecimento obtido em sistemas ponto-a-ponto para sistemas multiusuários. Nas seções seguintes descreveremos os limites confiáveis de comunicação no canal direto com e sem desvanecimento. O foco desta dissertação é no canal direto, por isso, para todos os efeitos, a comunicação no canal reverso é sempre considerada livre de erros e na máxima taxa possível abaixo da capacidade de canal.

Em canais ponto-a-ponto AWGN, a capacidade do canal é o limite da taxa de transmissão para manter uma comunicação confiável, ou seja,  $R < C$ . Nos canais multiusuário, temos que estender este conceito para a região de capacidade  $C$ . A região de capacidade é o conjunto das taxas de transmissão possíveis tal que todos os usuários do sistema possam simultaneamente se comunicar de forma confiável. Os usuários compartilham todos os recursos disponíveis no canal multiusuário, por isso naturalmente existe uma relação entre a comunicação confiável e as taxas de comunicação dos usuários. A partir da região de capacidade  $C$  podemos definir duas medidas escalares de desempenho bastante utilizadas:

- A capacidade simétrica (*symmetric capacity*): Máxima taxa de transmissão comum na qual todos os usuários podem se comunicar simultaneamente de forma confiável

$$C_{sim} = \max_{(R_1, \dots, R_K) \in C} R \quad (2.37)$$

- A capacidade soma (*sum capacity*): Soma da máxima taxa que cada usuário pode alcançar mantendo uma comunicação confiável, também conhecida como *maximum total throughput*.

$$C_{soma} = \max_{(R_1, \dots, R_K) \in C} R_1 + R_2 + \dots + R_K \quad (2.38)$$

Especificamente, a capacidade soma ou *total throughput* é a principal medida de desempenho adotada neste trabalho para caracterização dos resultados, conforme pode ser visto no



## Capítulo 5.

**2.8.5 Capacidade do Canal Direto**

Utilizando o modelo do canal direto apresentado na Seção 2.7.2, temos o transmissor (estação radiobase com  $n_t = 1$ ) se comunicando com  $K$  usuários. A potência total transmitida é limitada em  $P$  Watts. Como mencionado acima, para se calcular a região de capacidade de um canal temos que buscar os limitantes máximos de taxa de transmissão, bem como esquemas de codificação e decodificação que atinjam a capacidade.

Um conjunto de técnicas de transmissão e recepção que alcançam a região de capacidade em canais diretos considera códigos que sobrepõem (*superposition coding*) os sinais transmitidos, como em sistemas de espalhamento espectral, combinados com receptores capazes de executar sucessivos cancelamentos de interferências (SCI). Desta forma, considere o caso de um sistema composto por dois usuários com canais  $h_1$  e  $h_2$ , onde  $|h_1| < |h_2|$ . Assim, no transmissor os sinais de cada usuário são codificados e depois são transmitidos juntos (somados) utilizando toda a banda disponível. No receptor, o usuário 1 (que possui o pior canal) trata o sinal do usuário 2 como ruído e decodifica sua informação. Finalmente, o usuário 2 (que tem o melhor canal) executa a técnica de SCI para decodificar seu sinal, ou seja, inicialmente o usuário 2 decodifica o sinal do usuário 1 e então subtrai o sinal do usuário 1 (já decodificado) do sinal total recebido, decodificando o seu sinal. Agora, se considerarmos um sistema com  $K$  usuários, esta estratégia pode ser estendida, sendo que no receptor a ordem para os sucessivos cancelamentos de interferência é sempre decodificar os usuários com canais mais fracos antes de decodificar sua própria informação. Deste modo, no caso geral, com os canais ordenados  $|h_1| \leq |h_2| \leq \dots \leq |h_K|$ , o limitante da região de capacidade do canal direto Gaussiano é dado por:

$$R_k = \log_2 \left( 1 + \frac{P_k |h_k|^2}{N_0 + (\sum_{i=k+1}^K P_i) |h_k|^2} \right), k = 1, 2, \dots, K, \quad (2.39)$$

onde  $P = \sum_{k=1}^K P_k$  é a potência de transmissão dividida entre os usuários. Como as taxas má-

ximas nas quais os usuários podem se comunicar simultaneamente de forma confiável estão expressas na equação (2.39), podemos facilmente utilizar uma medida escalar de capacidade para avaliar o desempenho do canal direto. Em particular, utilizaremos a capacidade soma. Resolvendo a equação da capacidade soma para os  $K$  usuários do sistema no canal direto, obtém-se o resultado mostrando que a capacidade soma é atingida quando se transmite para apenas um usuário, o usuário com a melhor RSR (KNOOP; HUMBLET, 1995; TSE, 1997).

### 2.8.6 Capacidade do Canal Direto com Desvanecimento

Do mesmo modo que no canal direto AWGN acima, nesta seção utilizaremos o modelo do canal direto apresentado na Seção 2.7.2 com um transmissor de  $n_t = 1$  antena. Porém, nesta seção, o canal  $h_k[n]$  possui desvanecimento para o usuário  $k$ . Além disso, supomos que os canais  $h_k[n]$  são identicamente distribuídos entre os usuários  $k = 1, \dots, K$  e ergódicos, ou seja, sua média temporal em cada realização é igual à média estatística. Assim, para encontrar a região de capacidade do canal direto com desvanecimento, no caso em que o canal é desconhecido no transmissor e somente os usuários conhecem o canal, podemos prever que o limite individual de cada usuário em um sistema multiusuário não deve ser maior que a sua capacidade de canal com desvanecimento (conforme equação (2.33)) em uma comunicação ponto-a-ponto, deste modo estabelecemos um limitante para a região de capacidade em canais diretos com desvanecimento dado por:

$$R_k < \mathbb{E} \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{|h|^2 P}{N_0} \right) \right], \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (2.40)$$

onde  $h$  é uma variável aleatória de um processo ergódico. Se os canais possuem simetria ( $h_1 = \dots = h_k$ ) e são ergódicos, podemos dizer que se o usuário  $k$  pode decodificar seu sinal confiavelmente, então todos os outros usuários também podem decodificar o sinal do usuário  $k$  com êxito, visto que os canais são iguais, assim obtemos outro limitante para a região de capacidade em canais diretos com desvanecimento:

$$\sum_{k=1}^K R_k < \mathbb{E} \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{|h|^2 P}{N_0} \right) \right], \quad k = 1, 2, \dots, K. \quad (2.41)$$

onde o lado direito desta equação é a máxima taxa que um único usuário pode alcançar. Assim para o canal direto simétrico com desvanecimento a capacidade soma é atingida ou transmitindo somente para o melhor usuário (ortogonalização) em cada período de tempo ou através de códigos de sobreposição no transmissor associados a sucessivos cancelamentos de interferências no receptor. Para o canal direto com desvanecimento assimétrico, nos quais os canais não são mais iguais para os usuários, apenas a técnica de ortogonalização é possível, visto que a ordenação dos usuários é difícil de ser estabelecida e as técnicas de sobreposição/sucessivos cancelamentos de interferência se apoiam nesta premissa.

Por outro lado, se considerarmos agora que o transmissor, além dos receptores, também tem o conhecimento do canal, o cenário torna-se mais interessante, pois o transmissor pode alocar diferentes potências de transmissão para os usuários como função do nível de desvanecimento do canal. Para avaliar o desempenho do canal direto com desvanecimento e conhecimento do canal no transmissor continuaremos utilizando a capacidade soma. Vimos que no canal direto sem desvanecimento, a capacidade soma é atingida utilizando-se a estratégia de transmitir somente para o melhor usuário. Com desvanecimento o canal varia, e a estratégia neste caso é escolher o melhor usuário em cada período de tempo e alocar para este usuário uma potência apropriada sujeito à limitação de potência total do sistema. Deste modo, quando se tem conhecimento do canal no transmissor, o canal direto com desvanecimento se reduz a um canal ponto-a-ponto com ganho do canal em cada instante de tempo dado por:

$$\max_{k=1\dots K} |h_k|^2.$$

Da mesma forma que em canais ponto a ponto, a alocação ótima de potência  $P^*(\mathbf{h})$  é realizada pela técnica de *waterfilling*. Assim a capacidade soma no canal direto com desvanecimento e conhecimento do canal pelo transmissor quando se utiliza a estratégia de transmitir somente para o melhor usuário em cada instante de tempo é dada por:

$$\mathbb{E} \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{P^*(\mathbf{h})(\max_{k=1\dots K} |h_k|^2)}{N_0} \right) \right], \quad (2.42)$$

onde  $\mathbf{h} = [h_1, \dots, h_K]$  é um vetor contendo os coeficientes de todos os canais com desvaneci-

mento do sistema multiusuário e  $P^*(\mathbf{h})$  é escolhido tal que a limitação de potência total do sistema seja alcançada.

## 2.9 Conclusões

Neste capítulo definimos o modelo e diversos parâmetros importantes do canal de comunicação radiomóvel multiusuário. Além disso, descrevemos o papel da diversidade (principalmente diversidade espacial, pela utilização de múltiplas antenas transmissoras) e a capacidade do canal multiusuário com desvanecimento. O próximo capítulo traz conceitos de comunicação oportunística, como diversidade multiusuário e algoritmos de agendamento, que serão utilizados nesta dissertação.

## Capítulo 3

# Comunicação Oportunística

O desvanecimento é uma característica inerente do canal de comunicação sem fio, ocasionado por interferências construtivas e destrutivas nos diversos caminhos percorridos pelo sinal. No capítulo anterior vimos que quando o transmissor tem conhecimento do canal em canais com desvanecimento, ele pode apropriadamente alocar uma quantidade de potência de forma a compensar o desvanecimento ocorrido. Porém, como o transmissor tem uma limitação de potência, em desvanecimentos profundos, normalmente ocorre uma interrupção do canal. Observando o mesmo problema sob um ângulo diferente, também foi dito que o transmissor poderia aproveitar as flutuações do canal para alocar taxas maiores para canais com alta RSR e menores para canais com baixa RSR. Sobre esta segunda estratégia é que está fundamentada a idéia de comunicação oportunística. Assim, comunicar-se de forma oportuna nada mais é que transmitir em altas taxas quando o canal é bom e em baixas, ou até mesmo nem transmitir, quando o canal é ruim. Se estendermos esta definição para sistemas multiusuário, veremos que além da escolha de quando transmitir para um usuário, visto que seu canal é oscilante, ainda temos que decidir para qual usuário transmitir e com qual taxa de transmissão, visto que a capacidade soma de um sistema multiusuário (canal direto) é atingida quando se transmite apenas para o usuário de melhor RSR (KNOOP; HUMBLET, 1995; TSE, 1997). Essas decisões adicionais necessárias em sistemas multiusuário proporcionam um ganho de desempenho adicional que não existe em sistemas ponto-a-ponto. Este

ganho ocorre devido à diversidade multiusuário, detalhada na próxima seção.

Além da diversidade multiusuário, este capítulo trata também de um algoritmo oportunístico (*Proportional Fair Scheduling*) que seleciona ou agenda os usuários em instantes favoráveis de canal mantendo a justiça entre eles e sujeito a algumas condições, como por exemplo, quantidade máxima de atraso e *jitter*. O *jitter*, neste trabalho, refere-se ao desvio padrão dos tempos entre agendamentos dos usuários, também denominado *jitter* de agendamento. Por fim, um esquema formatador de feixe (*Opportunistic Beamforming*) que utiliza múltiplas antenas transmissoras para obter diversidade multiusuário é apresentado. Este esquema é a base para a proposta apresentada no capítulo seguinte, servindo também como referência para diversas comparações.

### 3.1 Diversidade Multiusuário

A diversidade multiusuário foi inicialmente identificada em (KNOOP; HUMBLET, 1995), onde os autores cunharam este nome. O conceito de diversidade multiusuário é uma extensão dos conceitos de diversidade convencionais descritos na Seção 2.6. Em sistemas ponto-a-ponto, a diversidade permite melhorar o desempenho do canal através da combinação de sinais provenientes de múltiplos canais independentes. Do mesmo modo em sistemas multiusuário, os múltiplos canais independentes estão associados com diferentes usuários e o transmissor utiliza uma forma de diversidade de seleção para escolher o usuário em melhores condições. Entretanto, também podemos identificar diferenças entre os dois conceitos, sendo que o principal é o fato de que as técnicas de diversidade convencionais têm como objetivo melhorar a confiabilidade da comunicação combatendo o efeito do desvanecimento, enquanto que a diversidade multiusuário aumenta a capacidade do canal tirando proveito justamente da existência do desvanecimento.

A diversidade multiusuário proporciona um aumento na capacidade de canal de sistemas multiusuário. Este ganho ocorre pelo fato de que em sistemas com muitos usuários cujos canais possuem desvanecimento independente, em cada instante de tempo, há uma alta pro-

habilidade de existir pelo menos um usuário com canal em condições bastante boas. Através da transmissão somente para este usuário neste instante de tempo em que seu canal permite uma alta taxa, os recursos compartilhados do canal são usados da maneira mais eficiente possível e o desempenho total do sistema é maximizado. Quanto maior o número de usuários, maiores são as chances de existir um usuário com canal ótimo e, portanto, maior é o ganho de diversidade multiusuário. Comparando com sistemas ponto-a-ponto, o melhor desempenho em sistemas multiusuário surge devido ao ganho do canal efetivo no instante  $n$  ser aumentado de  $|h_1[n]|^2$  para  $\max_{1 \leq k \leq K} |h_k[n]|^2$ . Este efeito é inteiramente dependente da habilidade de o transmissor alocar recursos dinamicamente entre os usuários do sistema como uma função do conhecimento do canal. Esta noção de alocação de recursos, ou melhor dizendo, de agendamento de transmissão para determinados usuários baseado em suas condições de canal é chamado de agendamento oportunístico. Resultados numéricos (KNOOP; HUMBLET, 1995; LI; GOLDSMITH, 2001) mostram que algoritmos de agendamento oportunístico associados a controle de potência podem aumentar significativamente a taxa máxima de dados (deste ponto em diante apenas referida como *throughput*) permitida em canais multiusuário, com limite máximo estabelecido pela capacidade soma do canal de comunicação.

O ganho de diversidade multiusuário fundamenta-se essencialmente no fato de os canais entre os usuários serem bastante diferentes, assim quanto maior a faixa dinâmica de desvanecimento, maior é o ganho de diversidade multiusuário. Em outras palavras, o ganho de diversidade multiusuário depende fortemente do perfil da cauda da função densidade de probabilidade de  $|h_k|^2$ . Quanto mais achatado for o formato da distribuição e mais longa for a calda, maior será a probabilidade de existir um usuário com canal muito bom, e maior será o ganho de diversidade multiusuário. Na Figura 3.1 é mostrado este comportamento através da curva da capacidade soma em função do número de usuários para desvanecimentos Rayleigh e Rice com RSR igual a 0 dB. O desvanecimento Rice modela o caso onde há linha de visada juntamente com diversos refletores de sinal. Para o desvanecimento Rice utilizamos a potência do sinal na linha de visada sendo 5 vezes maior que nos refletores. Por causa da componente em linha de visada, a distribuição Rice tem menos aleatoriedade que a distribuição Rayleigh para um mesmo ganho médio de canal. Como consequência deste per-

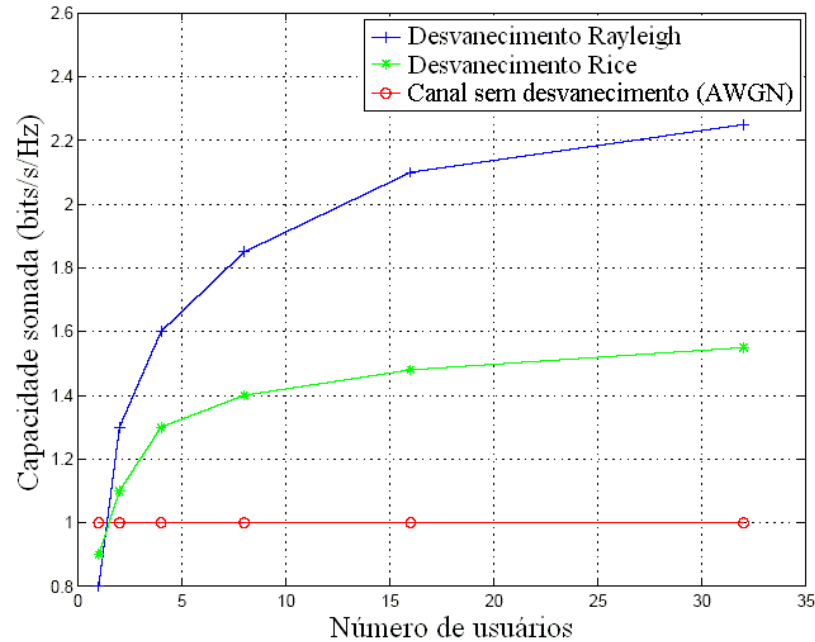


Figura 3.1: Ganho de diversidade multiusuário para canais com desvanecimentos Rayleigh e Rice em função do número de usuários com RSR média igual a 0 dB. Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

fil de distribuição, o ganho de diversidade multiusuário é significativamente maior no caso da distribuição Rayleigh do que no caso da distribuição Rice, conforme verificado na Figura 3.1. O canal sem desvanecimento (AWGN) não possui ganho de diversidade multiusuário, pois o canal não possui flutuações.

## 3.2 Implementação de Sistemas com Ganho de Diversidade Multiusuário

Para a implementação de sistemas que possibilitam usufruir dos ganhos de diversidade multiusuário inicialmente se faz necessário que o transmissor tenha acesso à informação de qualidade dos canais dos usuários. No canal direto, a estação radiobase adquire estas informações através dos usuários, que realizam medidas dos respectivos canais e realimentam estas informações instantâneas de qualidade de canal para o transmissor. Este canal de realimentação supõe que o sistema possui bandas separadas para transmissão e realimentação,



constituindo-se assim um sistema FDD - (*Frequency-Division Duplexing*). A medida de qualidade de canal geralmente empregada é a relação sinal ruído (RSR). Outra característica importante é o algoritmo de seleção de usuários utilizado na ERB. A habilidade deste algoritmo para agendar a transmissão para um determinado usuário, bem como sua atualização em função das qualidades instantâneas de canal para cada usuário influenciam bastante o ganho de diversidade multiusuário, pois a partir do algoritmo surgem questões relativas a atrasos de agendamentos, quantidades de tempo justas destinadas para cada usuário e *jitter* de agendamento (daqui em diante referido como *scheduling jitter* ou apenas *jitter*). Na prática, além destas questões relacionadas com o algoritmo, também são necessárias considerações a respeito das flutuações do canal juntamente com a qualidade das medições e realimentações disponíveis para o sistema. Nas próximas seções, abordaremos essas dificuldades que surgem na implementação de sistemas com ganho de diversidade multiusuário.

### 3.2.1 Agendamento Justo, Atraso e *Scheduling Jitter*

A utilização de um algoritmo de agendamento na ERB se baseia no fato de que o sistema de comunicação é tolerante a atrasos, pois ao utilizar a estratégia que atinge a capacidade soma (transmitir para o melhor usuário em cada instante de tempo), enquanto um usuário está sendo servido pela ERB, os outros estão apenas aguardando a sua vez. Assim, se considerarmos aplicações de voz e vídeo veremos que elas aceitam somente uma quantidade limitada de atraso<sup>1</sup> entre agendamentos para manterem sua continuidade. Além do atraso, a questão da justiça também precisa ser considerada, visto que em sistemas reais existem usuários em diferentes condições de canal e, portanto, diferentes RSR. Deste modo, se um usuário está próximo à ERB, provavelmente seu canal possui alta RSR e ele ocupará os recursos do sistema por um longo período de tempo, ocasionando um longo tempo de latência para os outros usuários, que pode ser inaceitável para a aplicação. Uma medida eficiente da justiça de agendamento do sistema é o *scheduling jitter*, que refere-se ao desvio padrão dos tempos entre agendamentos para os usuários. Assim, quanto menor for esta medida, mais

---

<sup>1</sup>Esta quantidade limitada de atraso também é conhecida como tempo de latência da aplicação.

regulares serão os intervalos de tempo de agendamentos para os usuário.

Diversos algoritmos de agendamento oportunísticos foram criados para lidar com estes quesitos. O algoritmo mais simples, chamado *round-robin*, agenda os usuários autonomamente sem conhecimento do canal, alocando uma mesma quantidade de tempo para cada usuário e mantendo o *scheduling jitter* sempre em zero. Por outro lado, o algoritmo de agendamento de máxima taxa (*Max-Rate scheduling*) conduz ao maior ganho de diversidade multiusuário possível, agendando sempre o usuário com melhor RSR, entretanto ignora totalmente a justiça de agendamento entre os usuários. Vários autores (JALALI et al., 2000; LIU et al., 2001; ANDREWS et al., 2001) sugeriram algoritmos oportunísticos mais sofisticados que proporcionam uma melhor relação entre *throughput*, atraso, *jitter* e justiça. Em particular, neste trabalho adotamos o algoritmo *Proportional Fair* (JALALI et al., 2000) devido a sua habilidade em maximizar a taxa de transmissão do canal (*throughput*) aliada a um agendamento justo dos usuários do sistema. Este algoritmo é detalhado na Seção 3.3.

### 3.2.2 Medições do Canal e Realimentação

Um dos principais fatores para se obter os ganhos de diversidade multiusuário em sistemas reais é permitir que as decisões de agendamento tomadas na ERB sejam realizadas em função do conhecimento do estado atual do canal dos usuários. No canal direto de um sistema *broadcast*, uma maneira bastante utilizada de informar o estado dos canais para a ERB é através dos próprios usuários, que medem seu canal e realimentam estes dados de qualidade de canal para a ERB. Contudo, erros durante a medição e a transmissão do estado do canal para a ERB, juntamente com diferentes atrasos provenientes dos vários canais, dificultam significativamente a implementação da técnica de diversidade multiusuário em sistemas de comunicação reais. Neste trabalho, assumiremos que as medições do canal pelos usuários e sua respectiva transmissão pelo canal de realimentação sejam livres de erros.

### 3.2.3 Pequenas e Lentas Flutuações do Canal

Na Seção 3.1 mostramos que o ganho de diversidade multiusuário depende fortemente do perfil da cauda da função de densidade de probabilidades do canal. Assim, quanto mais densa for a cauda, maiores e mais rápidas serão as flutuações do canal, conforme Figura 3.2(b). Do ponto de vista do ganho de diversidade multiusuário, quanto mais rápidas e maiores forem as flutuações (dentro da escala de interesse da aplicação), melhor. Entretanto, em canais com poucos refletores de sinal e/ou com linha de visada, as flutuações podem ser lentas e pequenas na faixa de interesse para determinada aplicação, inutilizando a implementação de algoritmos que possibilitem ganho de diversidade multiusuário em sistemas reais. Esta situação é mostrada na Figura 3.2(a). Para contornar esta dificuldade ocasional do canal, Viswanath e Tse (VISHWANATH et al., 2002) propuseram um esquema usando múltiplas antenas na ERB para criar, ou apenas aumentar, artificialmente, as flutuações do canal, de modo que a escala dinâmica de variações do canal viabilize a extração do ganho de diversidade multiusuário. Este esquema (abordado na Seção 3.4) é bastante utilizado nesta dissertação como fonte de referência e comparação para a proposta apresentada no Capítulo 4.

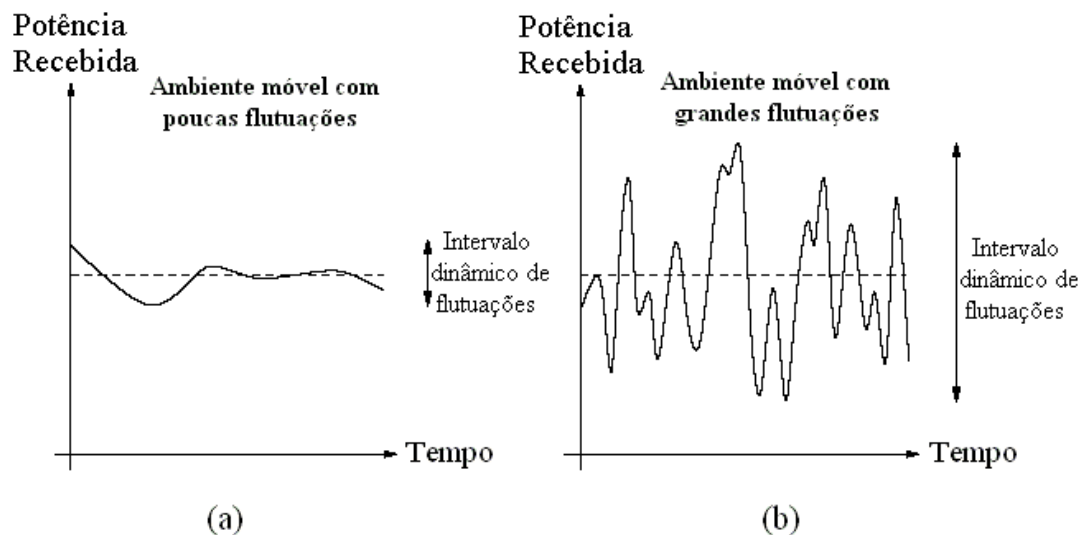


Figura 3.2: Flutuações na potência dos canais rádio-móveis. Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

### 3.3 Algoritmo de Agendamento Proporcionalmente Justo - *Proportional Fair Scheduling Algorithm (PFSA)*

Como mencionado anteriormente, o algoritmo de agendamento oportunístico *Proportional Fair* é uma solução simples e interessante baseada na estratégia de acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA) para lidar com os problemas de atraso e justiça num canal direto de um sistema multiusuário, aproveitando os ganhos de diversidade multiusuário. Este algoritmo é o ponto de partida para a implementação do canal direto utilizado no padrão internacional IS-856 (IS-856, 2000), o padrão para sistemas sem fio de terceira geração recomendado pela TIA (*Telecommunications Industry Association*) e pela EIA (*Electronic Industries Association*). Análises detalhadas deste algoritmo são mostradas em (AVIDOR et al., 2004).

Na ERB, em cada intervalo de tempo, o algoritmo de agendamento PF decide para qual usuário transmitir no canal direto baseado na informação de qualidade de canal recebida previamente a partir de cada usuário do sistema. A Figura 3.3 ilustra o caso de um sistema com dois usuários.

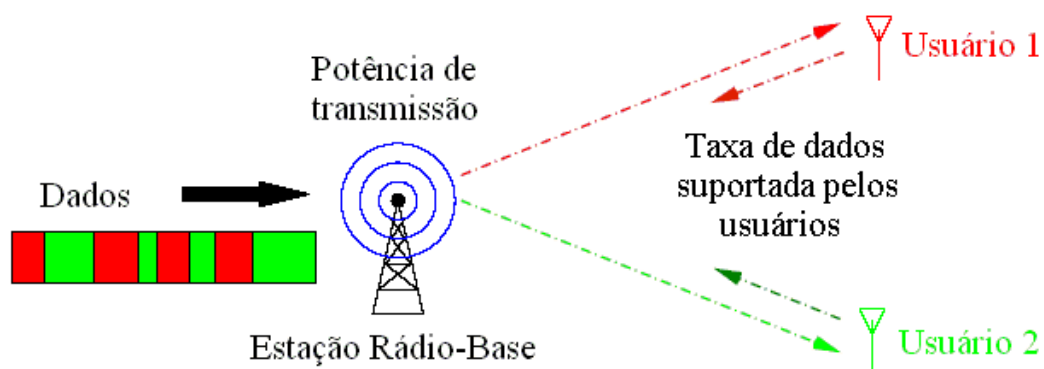


Figura 3.3: Os usuários medem suas taxas de dados no canal direto a partir de portadoras piloto e realimentam esta informação para a ERB que seleciona um usuário e transmite utilizando TDMA. Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

A medição do canal funciona da seguinte maneira:

1. No instante de tempo  $n$ , juntamente com os dados transmitidos somente para o usuário selecionado, a ERB também envia portadoras piloto para todos os usuários a partir das antenas transmissoras, a fim de que eles possam medir sua RSR.
2. Os usuários medem sua RSR, executam a quantização deste valor e transmitem a informação de volta para a ERB. Especificamente, o usuário  $k$ , no instante de tempo  $n$ , mede sua RSR e em seguida calcula a sua taxa de dados  $R_k[n]$  suportada nestas condições de canal, realimentando esta informação para a ERB.
3. A ERB, de posse das taxas suportadas por todos os usuários no instante  $n$ , escolhe somente o usuário  $k^*$  que receberá a transmissão de dados no instante  $n + 1$ .

Para a escolha do usuário, o algoritmo utiliza-se da *throughput* média  $T_k[n]$  mantida por cada usuário num intervalo de tempo passado de comprimento  $t_c$ , que também é fortemente relacionado com o tempo de latência do sistema. Desta maneira, no instante de tempo  $n$ , o algoritmo de agendamento PF seleciona o usuário  $k^*$  determinado por:

$$k^* = \arg \max_k \frac{R_k[n]}{T_k[n]} \quad (3.1)$$

para receber a transmissão. Assim, em cada instante de tempo  $n$ , os usuários competem pelos recursos do canal não diretamente baseado na sua taxa de dados suportada  $R_k[n]$ , mas sim baseados na taxa de dados depois de normalizada pela respectiva *throughput* média. A *throughput* média  $T_k[n]$  de todos os usuários no algoritmo de agendamento PF é atualizada a cada instante de tempo  $n$  de acordo com um filtro ponderado exponencialmente, dado por:

$$T_k[n+1] = \begin{cases} \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k[n] + \frac{1}{t_c} R_k[n], & k = k^* \\ \left(1 - \frac{1}{t_c}\right) T_k[n], & k \neq k^*. \end{cases} \quad (3.2)$$

Com este algoritmo, se no tempo  $n$  todos os usuários tiverem a mesma *throughput* média, o usuário  $k^*$  escolhido é aquele que possui o melhor  $R_k[n]$ , ou seja, o usuário que suporta

a maior taxa de transmissão. Contudo, quando os usuários possuem *throughputs* médias diferentes no intervalo de tempo  $t_c$ , o usuário com menor *throughput* média é favorecido, pois tem maior chance de obter uma alta taxa  $R_k[n]/T_k[n]$  e ser escolhido para a próxima transmissão. Através deste funcionamento, este algoritmo aumenta a capacidade do sistema, beneficiando-se da diversidade multiusuário, e mantendo um agendamento justo entre os usuários. Isto ocorre porque o algoritmo seleciona um usuário ou que suporta uma alta taxa de dados  $R_k[n]$ , ou que tem uma baixa *throughput* média  $T_k[n]$ , caso o usuário não tenha sido agendado recentemente. Claramente, o algoritmo de agendamento PF proporciona uma *throughput* média total menor do que simplesmente escolher o usuário com o melhor canal (*Max-Rate scheduling*), mas isso é feito em prol da justiça de agendamento entre os usuários. A penalidade na *throughput* média total será maior quanto maiores forem as diferenças nas qualidades de canais dos usuários do sistema.

O parâmetro  $t_c$  (proporcional ao tempo de latência) na equação (3.2) fornece uma relação interessante entre o ganho de diversidade multiusuário e o atraso de agendamento. Se  $t_c$  é grande (comparado com as oscilações do canal), a máxima taxa de dados relativa é atingida pelos usuários agendados, porém os usuários que não são escolhidos ficam inativos por longos períodos. Por outro lado, quando  $t_c$  é pequeno (próximo do tempo de 1 *time slot*, por exemplo), os usuários não esperam muito tempo antes de serem agendados e, por isso, podem ser escolhidos mesmo quando sua *throughput* não é muito alta.

A principal propriedade teórica do algoritmo de agendamento PF estabelece que em um sistema onde o tempo de latência é muito grande ( $t_c \rightarrow \infty$ ), as *throughputs* médias de longo período são quase que certamente maiores que zero para cada usuário, e assim, este algoritmo maximiza a soma dos logaritmos das *throughputs* médias dos usuários, dada por:

$$\sum_{k=1}^K \log T_k \quad (3.3)$$

para todas as classes de algoritmos de agendamento oportunístico.

### 3.4 Formatação de Feixe Oportunística -

#### *Opportunistic BeamForming (OBF)*

A diversidade multiusuário é baseada na idéia de que a qualidade dos canais varia entre os usuários, assim o desempenho global do sistema pode ser melhorado através de algoritmos de agendamento oportunistas que alocam os recursos do sistema em cada intervalo de tempo para os usuários com os melhores canais. O algoritmo de agendamento PF pode ser utilizado num sistema multiusuário independentemente do número de antenas no transmissor e no receptor. Com isso, em um sistema multiusuário, além dos benefícios da alocação dinâmica de recursos entre os usuários (algoritmo de agendamento PF), também é possível aproveitar-se de esquemas com múltiplas antenas. Sistemas multiusuário com múltiplas antenas apresentam duas vantagens principais:

1. Aumento da qualidade de canal dos usuários agendados, devido à diretividade das múltiplas antenas.
2. Diminuição da interferência, devida à separação espacial dos usuários escolhidos pelo algoritmo.

Essas duas vantagens permitem o desenvolvimento de técnicas de transmissão e recepção relativamente simples e que alcançam resultados próximos da capacidade de canal quando o número de usuários do sistema é grande (VISHWANATH et al., 2002; SHARIF; HASSIBI, 2004; HEATH et al., 2001). Além disso, elimina a necessidade de múltiplas antenas receptoras nos terminais dos usuários para obter elevados ganhos de capacidade, o que simplifica o projeto dos terminais móveis (celulares). Em particular, o ganho na capacidade soma para canais diretos aumenta aproximadamente de forma linear com o número de usuários e antenas transmissoras, independentemente do número de antenas receptoras em cada usuário (JINDAL; GOLDSMITH, 2005). Nota-se, entretanto, que o ganho de diversidade multiusuário aumenta com o aumento da taxa de transmissão e do intervalo dinâmico de flutuações do canal. Assim, se modularmos a amplitude e a fase dos sinais associados às múltiplas antenas

transmissoras (através da formação do feixe) de uma forma controlada, podemos aumentar o intervalo dinâmico do canal e então produzir maiores ganhos de diversidade multiusuário (VISHWANATH et al., 2002). Esta técnica é chamada de *Opportunistic BeamForming* (OBF), e sobre ela discorre esta seção.

### 3.4.1 Formação de Feixe de Transmissão - *Transmit BeamForming*

A formação de feixe de transmissão ou *transmit beamforming* é uma técnica bem conhecida que utiliza a informação (magnitude e fase) a respeito do canal de transmissão  $\mathbf{h}$  para arranjar os sinais nas antenas transmissoras de modo que quando eles interceptem o receptor estejam todos coerentemente alinhados em fase. Esta formação (ou ponderação) dos sinais transmitidos pela ERB é realizada conforme o formulário visto na Seção 2.8.2. De forma explícita, os valores de potência  $\alpha$  e fase  $\theta$  para cada uma das  $n_t$  antenas transmissoras utilizando formação de feixe de transmissão são dados por:

$$\begin{aligned}\alpha_m &= \frac{|h_{mk}|^2}{\sum_m^{n_t} |h_{mk}|^2}, \quad m = 1, 2, \dots, n_t, \\ \theta_m &= -\arg(h_{mk}), \quad m = 1, 2, \dots, n_t.\end{aligned}\tag{3.4}$$

A formação de feixe de transmissão para um determinado usuário exige que o transmissor conheça as respostas de magnitude e fase das  $n_t$  antenas transmissoras até o usuário, contudo permite maximizar a RSR recebida no terminal do usuário alocando maior parte da potência para as antenas transmissoras com melhor ganho. A utilização conjunta de códigos e formação de feixe de transmissão possibilita obter tanto ganho de codificação como ganho de diversidade.

### 3.4.2 *Opportunistic BeamForming* (OBF)

O *Opportunistic BeamForming* (OBF) (VISHWANATH et al., 2002) é uma técnica proposta recentemente que utiliza múltiplas antenas transmissoras em combinação com um algoritmo



de agendamento oportunístico para extrair ganho de diversidade multiusuário mesmo quando os usuários do sistema estão em condições quase-estáticas de canal. Especificamente, a ERB induz variações artificiais no canal modulando o sinal nas diferentes antenas transmissoras através de coeficientes (potência e fase) de formação de feixe de transmissão variantes no tempo. Essas variações induzidas aumentam o intervalo dinâmico de flutuações no canal visto pelos usuários, conduzindo a um aumento do ganho de diversidade multiusuário possível para o sistema. Cada usuário mede a sua RSR e informa para a ERB, que pode então tirar proveito deste aumento no intervalo dinâmico do canal de maneira oportuna. O algoritmo de agendamento utilizado no OBF é o *Proportional Fair*.

O OBF emprega  $n_t$  antenas transmissoras na ERB. No tempo  $n$ , o sinal  $x[n]$  é multiplicado pelo coeficiente de formação de feixe de transmissão ( $\sqrt{\alpha_m[n]}e^{j\theta_m[n]}$ , para  $m = 1, \dots, n_t$ ) em cada antenna e transmitido para os usuários, conforme mostra o esquema da Figura 3.4, para o caso particular de duas antenas transmissoras. Assim, o sinal recebido,  $y_k[n]$ , para o

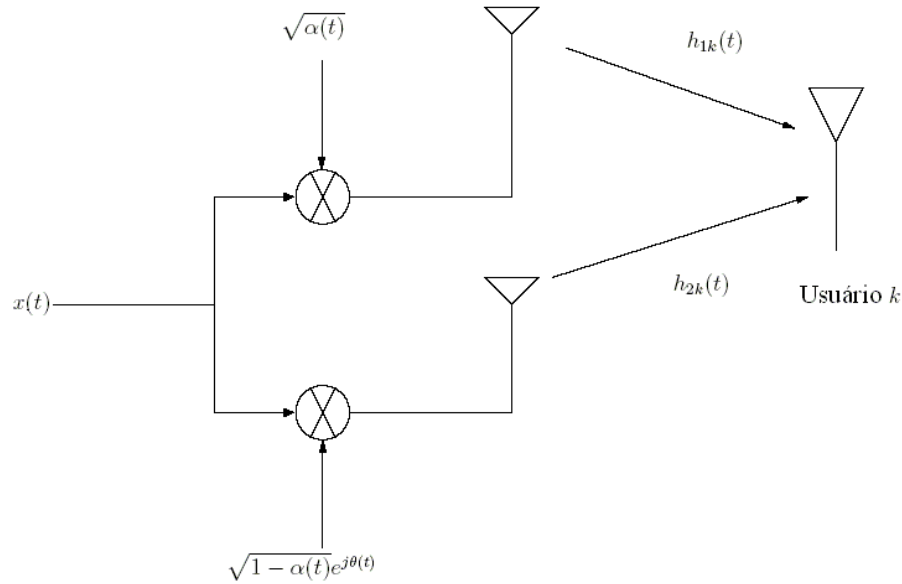


Figura 3.4: Esquema ilustrativo da transmissão do mesmo sinal através de duas antenas ( $n_t = 2$ ) com potências e fases variantes no tempo no *opportunistic beamforming*. Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

usuário  $k$  no tempo  $n$  é dado por:

$$y_k[n] = \left( \sum_{m=1}^{n_t} \sqrt{\alpha_m[n]} e^{j\theta_m[n]} h_{mk}[n] \right) x[n] + w_k[n], \quad (3.5)$$

onde  $\alpha_m[n]$  e  $\theta_m[n]$  são os coeficientes de formatação de feixe de transmissão para a  $m$ -ésima antena transmissora no tempo  $n$ . Ambos os coeficientes  $\alpha_m[n]$  e  $\theta_m[n]$  variam de acordo com uma distribuição uniforme, nos intervalos de 0 a 1 e de 0 a  $2\pi$  respectivamente. A resposta complexa do canal no tempo  $n$  a partir da antena  $m$  até o usuário  $k$  é representado por  $h_{mk}[n]$  e,  $w_k[n]$  é o ruído i.i.d. e  $\mathcal{CN}(0, N_0)$ . Assumimos que a potência total transmitida é preservada, ou seja,  $\sum_{m=1}^{n_t} \alpha_m[n] = 1$ . O termo entre parênteses na equação (3.5) é normalmente conhecido como ganho do canal composto visto pelo usuário  $k$  no tempo  $n$ .

O OBF é capaz de induzir flutuações nos canais  $h_{mk}[n]$  mesmo quando seu perfil é quase-estático, aumentando o ganho de diversidade multiusuário disponível para o sistema através da variação no tempo dos coeficientes de formatação de feixe nas antenas transmissoras, conforme ilustra a Figura 3.5.

Se cada usuário pudesse estimar exatamente seus ganhos de canal a partir das antenas transmissoras e realimentar essa informação para o transmissor, a ERB seria capaz de transmitir para o usuário escolhido na configuração ótima de formatação de feixe de transmissão (*beamforming* ótimo). Contudo, isto é difícil de ser implementado na prática devido à grande quantidade de dados necessária para se estimar a potência e a fase de cada uma das antenas transmissoras em relação a cada um dos usuários. Por outro lado, o OBF utiliza o algoritmo de agendamento *Proportional Fair* na ERB, e este necessita apenas que a RSR total (em termos da taxa suportada por cada usuário em cada instante de tempo) seja informada para o transmissor para agendar um novo usuário. Assim, a quantidade de dados realimentada é significativamente menor. De fato, não há a necessidade de se medirem os ganhos individuais dos canais  $h_{mk}[n]$  e a existência de múltiplas antenas na ERB não é percebida pelos usuários no momento de realizar a estimação do canal. Por este motivo, para a medição do canal no OBF apenas um sinal contendo uma portadora piloto que repete-se como se fosse dados em cada uma das antenas transmissoras é exigido, em contraste com uma portadora piloto

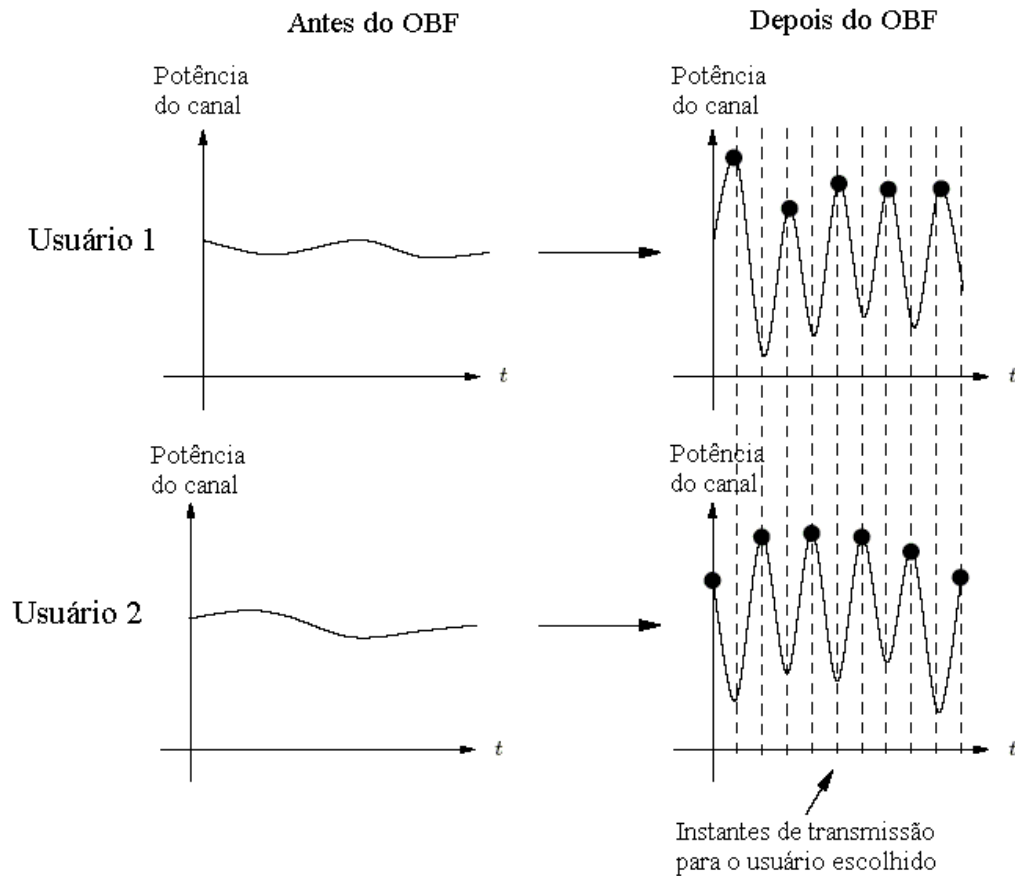


Figura 3.5: Representação ilustrativa dos canais com desvanecimento lento de dois usuários antes e depois da atuação do *opportunistic beamforming*. Modificada de (TSE; VISWANATH, 2005).

diferente para cada antena, caso a formatação de feixe coerente fosse executada. Por conseguinte, em um sistema utilizando o OBF com muitos usuários independentes, é provável que exista em cada instante de tempo pelo menos um usuário cuja condição de canal esteja aproximadamente alinhada com o coeficiente de formatação de feixe gerado aleatoriamente na ERB. Assim, em um sistema com muitos usuários, pode-se dizer que o OBF tende para a configuração ótima de formatação de feixe de transmissão, embora somente a RSR seja informada para a ERB por cada usuário, como pode ser visto na Figura 3.6.

Em um canal com desvanecimento Rayleigh quase-estático (ou seja, um sistema com desvanecimento lento), como exemplificado pelas figuras desta seção, o OBF melhora o desempenho do sistema criando flutuações artificiais no canal. Por outro lado, em canais Rayleigh com desvanecimento rápido independente, o canal já possui diversas flutuações,

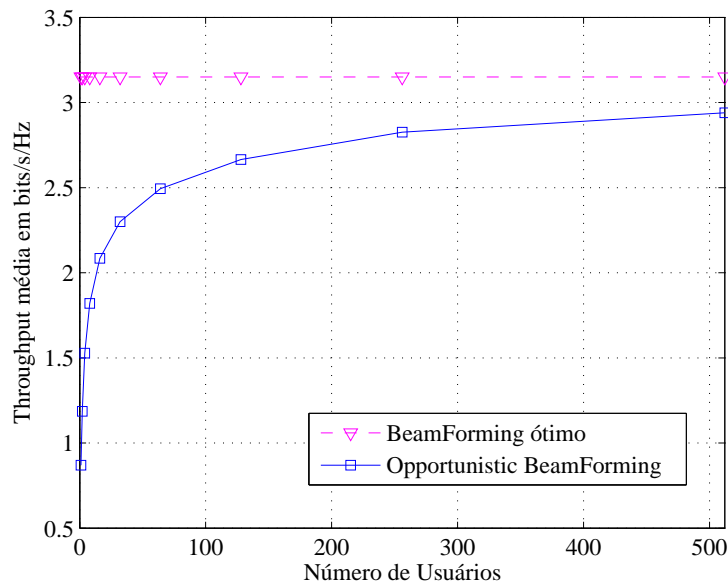


Figura 3.6: Eficiência espectral do *opportunistic beamforming* em função do número de usuários do sistema para um canal Rayleigh com desvanecimento lento e RSR média de 0 dB.

de modo que a técnica oferecida pelo OBF não é capaz de proporcionar nenhum ganho de desempenho adicional ao sistema. Entretanto, se considerarmos um canal Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, é mostrado em (VISHWANATH et al., 2002) que a técnica provida pelo OBF produz um ganho na RSR do sistema proporcional ao número de antenas transmissoras em um sistema com grande número de usuários. Este resultado é muito interessante, pois o canal Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado é bastante comum na maioria dos sistemas reais.

### O desempenho do *Opportunistic BeamForming*

Nesta seção realizamos uma breve comparação entre o desempenho e os requerimentos de sistema do OBF e de duas técnicas ponto-a-ponto bem conhecidas e já mencionadas neste trabalho:

- O esquema de Alamouti (ALAMOUTI, 1998), que é um código espaço-temporal utilizado para aumentar a diversidade em canais com desvanecimento lento

- *Beamforming* ótimo (visto na Seção 3.4.1), que proporciona tanto ganho de diversidade como de potência (codificação) através da soma coerente dos sinais no terminal do usuário.

Tanto o esquema de Alamouti quanto o *beamforming* ótimo requerem que os usuários sejam capazes de medir as informações de potência e fase de cada uma das antenas transmissoras para efetuar uma correta recepção dos sinais. Isto requer uma portadora piloto separada em cada antena transmissora. Além disso, o *beamforming* ótimo necessita ainda realimentar esta informação para a ERB, ocasionando uma grande quantidade de informação realimentada. Em contraste com essas duas técnicas, o OBF não necessita do conhecimento da potência e da fase dos canais individuais, nem nos usuários nem na ERB. Como já descrito acima, apenas a RSR total precisa ser medida e realimentada para a ERB, assim apenas uma portadora piloto é necessária para realizar as medições.

No canal direto de sistemas multiusuário com desvanecimento Rayleigh lento, mostramos que o OBF aproxima-se do desempenho do *beamforming* ótimo quando existem muitos usuários para serem agendados. No entanto, o esquema de Alamouti não alcança o *beamforming* ótimo, pois não possui ganho de codificação. Em um sistema com duas antenas transmissoras, por exemplo, o canal direto no esquema de Alamouti possui uma perda de 3 dB em relação ao *beamforming* ótimo (VISHWANATH et al., 2002, Sec. IV). Para canais diretos com desvanecimento Rayleigh rápido independente, o OBF não possibilita nenhum ganho adicional ao sistema. Por outro lado, o esquema de Alamouti aumenta a diversidade do sistema, conseqüentemente diminuindo as flutuações do canal e a diversidade multiusuário disponível. Assim, o esquema de Alamouti em conjunto com algoritmos de agendamento poderia ser prejudicial num sistema multiusuário com desvanecimento rápido, visto que a diversidade multiusuário presente no canal seria eliminada. Da mesma forma que no esquema de Alamouti, o *beamforming* ótimo aumenta a diversidade em sistemas multiusuário com desvanecimento rápido, porém, diferente dos outros, proporciona ganho de codificação. Contudo a grande dificuldade neste caso está no fato de que é bastante complicado medir e realimentar uma grande quantidade de informação em tempo hábil para disponibilizar a

perfeita configuração de *beamforming* na transmissão.

### ***Opportunistic BeamForming* em um sistema com várias células**

Nas seções anteriores, descrevemos as características do OBF em sistemas multiusuário com apenas uma célula. Se considerarmos um sistema multiusuário com reutilização de frequência em várias células, temos que considerar o efeito das interferências entre células co-canal<sup>2</sup> além do ruído Gaussiano. Em sistema com várias células, utilizamos a relação sinal ruído mais interferência (RSRI) para medir a qualidade do canal de cada usuário. Em ambientes com desvanecimento, tanto a potência do sinal recebido quanto a potência da interferência variam no tempo. Utilizando o algoritmo de agendamento oportunístico *Proportional Fair*, os recursos do canal são alocados dependendo das RSRI informadas pelos usuários. Desta forma, em cada instante de tempo o algoritmo busca selecionar os usuários que possuem bons canais e baixos níveis de interferência, beneficiando-se da diversidade multiusuário.

O OBF, por sua vez, permite aumentar as flutuações tanto dos canais quanto das interferências em sistemas com várias células, ampliando ainda mais o ganho de diversidade multiusuário. Assim, ao utilizarmos o OBF em conjunto como o algoritmo de agendamento PF em sistemas com várias células, podemos observar que além do desempenho próximo do *beamforming* ótimo, também é possível diminuir (ou até mesmo eliminar) a interferência causada nos terminais dos usuários em células co-canais, contribuindo inerentemente para a diminuição da interferência ao usuário que está recebendo a transmissão em cada instante de tempo dentro de cada célula.

---

<sup>2</sup>São chamadas de células co-canal as células que utilizam o mesmo conjunto de frequências e, portanto, podem causar interferência mutuamente.

### 3.5 Conclusões

Este capítulo apresentou alguns conceitos de comunicação oportunística, como a diversidade multiusuário e o algoritmo de agendamento dos usuários. Vimos que para a implementação da diversidade multiusuário em sistemas de comunicação, o conhecimento do canal dos usuários no transmissor é fundamental para que o algoritmo de agendamento oportunístico possa aumentar o desempenho do sistema. Por fim, o esquema de formação de feixe oportunístico (OBF) é introduzido. Este esquema utiliza o algoritmo de agendamento *Proportional Fair* e permite ganhos de diversidade multiusuários mesmo em canais quase-estáticos. Essas características fazem do OBF uma técnica bastante robusta e que pode ser implementada em sistemas de terceira geração, ainda mais se sua eficiência (em termos da *throughput* do canal) puder ser aumentada com técnicas que exploram a coerência temporal do canal aliada ao armazenamento de coeficientes de formação de feixe de transmissão utilizados recentemente pelo algoritmo de agendamento oportunístico, que é a proposta desta dissertação, apresentada no próximo capítulo.

## Capítulo 4

# Um Esquema para o Sistema de Comunicação Móvel Multiusuário

O *Opportunistic BeamForming*, apresentado no capítulo anterior, utiliza múltiplas antenas transmissoras para gerar flutuações no canal e obter ganhos de diversidade multiusuário através da seleção de usuários realizada pelo algoritmo de agendamento oportunístico *Proportional Fair*. Neste esquema, os usuários medem sua RSR e informam para a ERB a sua taxa de dados máxima suportada em cada instante de tempo. Como o método de múltiplo acesso por divisão de tempo (TDMA) é utilizado pelo algoritmo de agendamento, quando um usuário é escolhido, ele não dispõe dos recursos do canal somente para o instante de uma única transmissão de símbolo, mas durante um intervalo de tempo determinado, chamado de *time slot*, que pode conter várias transmissões dependendo da qualidade de canal do usuário. Durante o intervalo de tempo de um *time slot* o canal é considerado estático. Por exemplo, no caso do padrão IS-856 o intervalo de tempo de um *time slot* é de 1,67ms.

Durante a etapa de estudos do sistema utilizando a técnica OBF, observou-se, inicialmente, que o desempenho do OBF em sistemas com poucos usuários é fraco. Além disso, sabemos que o parâmetro  $t_c$  (proporcional ao tempo de latência) do algoritmo PF oferece uma relação entre o ganho de diversidade multiusuário e o atraso de agendamento, conforme visto na Seção 3.3. Quando  $t_c$  é grande comparado com os intervalos de flutuações



do canal, um alto ganho de diversidade multiusuário é possível para o usuário agendado, porém os usuários não agendados permanecem nessa condição por longo período de tempo. Em contrapartida, quando  $t_c$  é pequeno a justiça do sistema é favorecida e o tempo entre os agendamento dos usuários é o menor possível, pois os usuários escolhidos não precisam estar necessariamente em uma configuração favorável de canal. Com estas observações em mente e continuando os estudos, percebeu-se também que o sistema dispunha da informação sobre as taxas  $R_k[n]$  suportadas por todos os usuários em cada *time slot*  $n$  para uma determinada configuração do coeficiente de formatação do feixe de transmissão. Porém no OBF essa informação somente é utilizada para o agendamento do usuário atual, sendo esquecida posteriormente em novos processos de agendamentos.

A partir dessas análises, chegamos a um esquema baseado no OBF. Este novo esquema utiliza as informações  $R_k$  atuais e passadas, contanto que dentro do tempo de coerência do canal, para melhorar o ganho de diversidade multiusuário do sistema quando o usuário é selecionado, mas seu canal não está em uma boa situação. Referimos-nos a este esquema como Formador de Feixe Oportunístico com Coerência Temporal (*Time Coherent-Opportunistic BeamForming* - TC-OBF).

As próximas seções deste capítulo são destinadas à apresentação e descrição deste esquema em sistemas multiusuário com dois tipos de canais diretos possuindo múltiplas antenas de transmissão:

- Canais Rayleigh com desvanecimento lento;
- Canais Rayleigh com desvanecimento correlacionado.

Estes canais foram escolhidos pois admitem melhoras nos ganhos de diversidade multiusuário, o que não ocorre em canais com desvanecimento rápido independente.

## 4.1 Descrição do Esquema Proposto TC-OBF

O TC-OBF explora o tempo em que o canal de comunicação se mantém fortemente correlacionado (tempo de coerência) para providenciar um aumento no desempenho do sistema em termos na *throughput* média do canal. No TC-OBF, em cada *time slot* os coeficientes de formação de feixe de transmissão juntamente com as correspondentes RSR (ou taxa de transmissão suportada) de cada usuário são gravados em uma memória na ERB. O tamanho da memória (em *time slots*) é relacionado com o tempo de coerência do canal. Através do adequado processamento e reutilização das informações armazenadas quando um usuário é agendado muitas vezes num curto período de tempo (período de tempo menor que o tempo de coerência do canal), o TC-OBF conduz a um melhoramento na *throughput* média do sistema, como ilustrado por meio de diversas simulações computacionais no Capítulo 5.

Considere um esquema implementado a partir do OBF em um canal direto de um sistema de comunicação móvel multiusuário. Supomos que o tempo de coerência do canal com desvanecimento  $\mathbf{h}$  compreende vários *time slots*. Esta suposição é bastante razoável, visto que em sistemas celulares típicos, ou até mesmo em sistemas 3G, o tempo de coerência  $T_c$  é da ordem de dezenas de milissegundos, o que abrange diversos *time slots*<sup>1</sup>. O TC-OBF também emprega  $n_t$  antenas transmissoras na ERB enquanto cada usuário possui apenas uma antena em seu terminal. O canal com desvanecimento a partir da antena  $m$  até o usuário  $k$  no *time slot*  $n$  é denotado por  $h_{mk}[n]$ . De forma vetorial para  $n_t$  antenas transmissoras temos:

$$\mathbf{h}_k[n] = [h_{1k}[n], h_{2k}[n], \dots, h_{n_t k}[n]]^T.$$

No *time slot*  $n$ , a ERB modula os sinais  $x[n]$  transmitidos pelo conjunto de antenas usando os coeficientes complexos de formação de feixe de transmissão variantes no tempo, definidos por:

$$\mathbf{g}[n] = [g_1[n], g_2[n], \dots, g_{n_t}[n]]^T,$$

onde  $g_m[n]$  é o coeficiente complexo de formação de feixe de transmissão formado pelas

<sup>1</sup>No padrão IS-856 um *time slot* dura 1,67 milissegundos.

potências e fases ( $g_m[n] = \sqrt{\alpha_m[n]}e^{j\theta_m[n]}$ ) configurados na antena  $m$  no *time slot*  $n$ . Ambos os coeficientes  $\alpha_m[n]$  e  $\theta_m[n]$  são uniformemente distribuídos nos intervalos de 0 a 1 e de 0 a  $2\pi$  respectivamente. Supomos que a potência total transmitida é preservada, isto é,  $\|\mathbf{g}[n]\| = 1$ ,  $\forall n$ . Assim, o sinal  $y_k[n]$  recebido pelo usuário  $k$  no *time slot*  $n$  é dado por:

$$y_k[n] = \mathbf{h}_k^H[n]\mathbf{g}[n]x[n] + w_k[n], \quad (4.1)$$

onde  $w_k[n]$  é o ruído i.i.d. e  $\mathcal{CN}(0, N_0)$  que acomete o usuário  $k$  durante o *time slot*  $n$ .

Como resultado da formatação do feixe nas antenas transmissoras, o usuário  $k$  experimenta uma resposta do canal composto variante no tempo caracterizada por:

$$H_k[n] = \mathbf{h}_k^H[n]\mathbf{g}[n], \quad (4.2)$$

e, como visto anteriormente, a magnitude da resposta do canal composto  $|H_k[n]|$  é maximizada quando os coeficientes de formatação de feixe do conjunto de antenas transmissoras permitem que os sinais cheguem ao usuário  $k$  coerentemente alinhados em fase, ou seja, quando os coeficientes estão na configuração de *beamforming* ótimo, dada por:

$$\mathbf{g}_k^{\text{ótimo}}[n] = \frac{\mathbf{h}_k[n]}{\|\mathbf{h}_k[n]\|}. \quad (4.3)$$

Geralmente, é difícil para o terminal do usuário estimar o vetor de coeficientes de formatação de feixe ótimo e realimentá-lo para a ERB, como visto na Seção 3.4. Ao invés disso, em cada *time slot*  $n$ , o TC-OBF gera aleatoriamente os coeficientes de formatação de feixe ( $\alpha$ 's e  $\theta$ 's) e transmite portadoras piloto iguais por todas as antenas, como no OBF. Em seguida, todos os usuários medem sua RSR e estimam suas taxas suportadas para a transmissão. Note que, da mesma forma que no OBF, o usuário não precisa conhecer o coeficiente ótimo de formatação de feixe. As informações estimadas pelos usuários são realimentadas para a ERB. Diferente do OBF, em cada *time slot*  $n$  o TC-OBF grava o vetor de formatação de feixe de transmissão atual e as informações das taxas suportadas associadas a cada usuário em uma memória, cujo tamanho é relacionado com o tempo de coerência do canal. Através

do algoritmo de agendamento oportunístico *Proportional Fair*, a ERB seleciona o usuário (de índice  $k^*$ ) com a maior razão  $R_k[n]/T_k[n]$ . Neste ponto, o algoritmo do TC-OBF busca na memória referente ao usuário selecionado o vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão armazenado que corresponde à melhor taxa de transmissão suportada por este usuário dentro do período de coerência, e então adota esta configuração de formatação de feixe para a transmissão atual. Utilizando este método, quando o algoritmo de agendamento PF seleciona um usuário várias vezes dentro do mesmo período de coerência, a vantagem de usar a memória no TC-OBF torna-se evidente, contribuindo para o aumento do desempenho do sistema através de um refinamento na configuração dos coeficientes de formatação de feixe de transmissão. Um detalhe operacional que precisa ser realçado é que quando o usuário  $k^*$  agendado utiliza informação armazenada na memória (coeficientes de feixe de transmissão), a atualização das *throughputs*  $T_k[n]$  na equação (3.2) não é efetuada usando a taxa suportada atual realimentada, mas sim a taxa suportada gravada na memória associada aos coeficientes de formatação de feixe adotados para a transmissão.

Os procedimentos operacionais do TC-OBF são resumidos passo a passo a seguir:

- 1) No *time slot*  $n$ , a ERB gera aleatoriamente o vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão e os grava na memória.
- 2) A ERB transmite sinais com a mesma portadora piloto através das  $n_t$  antenas transmissoras configuradas com os coeficientes gerados.
- 3) Cada usuário  $k$  recebe os sinais da portadora piloto, estima sua RSR e calcula sua taxa de transmissão suportada, realimentando esta informação de volta para a ERB.
- 4) A ERB coleta as informações das taxas suportadas pelos usuários (associadas ao vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão gerado inicialmente na ERB, no passo 1), seleciona o usuário  $k^*$  para a transmissão de dados de acordo com o algoritmo de agendamento *Proportional Fair* e armazena as taxas suportadas por todos os usuários, para o *time slot*  $n$ , na memória.

- 5) Depois que o usuário é escolhido, mas ainda antes de efetuar a transmissão, o TC-OBF busca na memória o melhor vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão para este usuário, ou seja, o vetor de coeficientes que proporciona a melhor taxa de transmissão para este usuário.
- 6) A ERB transmite os dados para o usuário agendado utilizando o melhor vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão obtido no passo 5. A atualização das *throughputs* na equação (3.2) é realizada de acordo com a taxa suportada pelo usuário agendado associada ao vetor de coeficientes adotado a partir da memória.
- 7) No próximo *time slot*, repetir este procedimento de 1 a 7.

Os procedimentos acima descrevem os fundamentos do esquema TC-OBF de uma forma geral, pois não se restringem a nenhum tipo específico de canal de comunicação. Nas próximas seções, o esquema proposto é particularizado para o canal com desvanecimento lento e para o canal com desvanecimento rápido correlacionado.

## 4.2 TC-OBF em Canais com Desvanecimento Lento

Considere um sistema em que os usuários possuem canais com desvanecimento lento em bloco (*block fading channel*), ou seja, a resposta complexa do canal  $\mathbf{h}_k[n] = \mathbf{h}_k$  permanece constante durante o tempo de coerência do canal, mudando independentemente para outro valor depois deste intervalo de tempo. Neste sistema, a RSR medida pelos usuários e realimentada para a ERB mantém-se constante se apenas uma antena é utilizada, anulando o ganho de diversidade multiusuário. Contudo, com múltiplas antenas transmissoras e coeficientes de formatação de feixe de transmissão variando aleatoriamente no tempo, o canal composto visto pelos usuários oscila no tempo e fornece a oportunidade para o ganho de diversidade multiusuário.

No TC-OBF em canais com desvanecimento lento em bloco, vários *time slots* são agrupados em quadros (*frames*) de duração corresponde ao tempo de coerência do canal, conforme

mostrado na Figura 4.1.

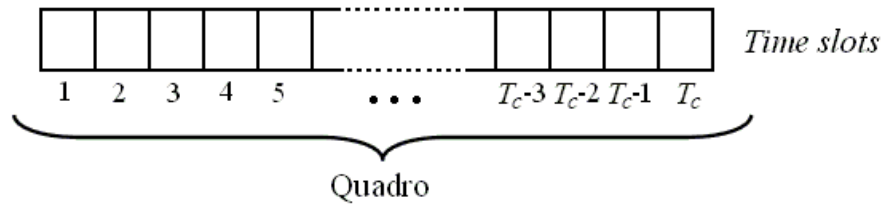


Figura 4.1: Agrupamento de *time slots* formando um quadro de tamanho igual ao tempo de coerência do canal no esquema TC-OFB em canais com desvanecimento lento.

Conhecer o tempo de coerência dos canais de cada usuário é um requisito para realizar este agrupamento e implementar o esquema TC-OFB. Esta informação pode ser facilmente estimada de forma adaptativa pela ERB, pois à medida que o tempo passa, ela recebe constantemente a informação de qualidade de canal de cada usuário. Deste modo, quando o algoritmo de agendamento PF seleciona o usuário  $k^*$ , o TC-OFB busca dentro do quadro atual o vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão que produz a maior taxa de transmissão para este usuário. Se ainda não houver nenhum vetor de coeficientes gravado na memória para este usuário, o vetor atual é gravado e utilizado para a transmissão. Assim, quando um usuário é selecionado mais do que uma vez dentro do mesmo quadro, é possível que sua taxa de transmissão seja aumentada utilizando as informações contidas na memória. O procedimento operacional do TC-OFB descrito na Seção 4.1 se aplica prontamente para canais com desvanecimento lento.

### 4.3 TC-OFB em Canais com Desvanecimento Rápido

#### Correlacionado

Em sistemas onde as antenas transmissoras estão posicionadas próximas umas das outras ou não há uma quantidade de refletores suficiente e os usuários estão em movimento constante, a resposta do canal de comunicação se torna correlacionada. Do ponto de vista da diversidade tradicional, canais com desvanecimento lento independente propiciam maior

capacidade do que canais com desvanecimento lento correlacionado. Do ponto de vista da diversidade multiusuário em canais com desvanecimento rápido, o oposto é verdade, ou seja, canais com desvanecimento rápido correlacionado permitem maiores ganhos de diversidade multiusuário do que canais com desvanecimento rápido independente. Neste trabalho, implementamos o canal correlacionado a partir do modelo Jakes modificado, descrito na Seção 2.5. No modelo Jakes, as respostas complexas do canal com desvanecimento  $\mathbf{h}_k[n]$  são correlacionadas com sua versão atrasada através do coeficiente de correlação dado por:

$$\rho(\tau) = J_0(2\pi f_{d_{\max}} \tau), \quad (4.4)$$

onde  $\tau$  é a quantidade de atraso,  $J_0(\cdot)$  é a função de Bessel de ordem zero e primeiro tipo e  $f_{d_{\max}}$  é a máxima frequência Doppler. Baseado neste modelo de canal, o esquema proposto, TC-OFB, explora o tempo de coerência nos canais com desvanecimento rápido correlacionado para atingir um melhor desempenho.

Pequenas modificações nos procedimentos operacionais de busca na memória do esquema TC-OFB são necessárias em relação ao caso do modelo de canal com desvanecimento lento. Dos passos descritos na Seção 4.1, apenas o quinto passo necessita ser alterado, pois neste item se encontra a descrição do mecanismo de busca do melhor vetor de coeficientes na memória. No caso do canal com desvanecimento lento em bloco, o canal para todos os usuários permanece estático durante o período de um quadro. Deste modo, quando um usuário é selecionado, o mecanismo de busca na memória procura por um vetor de coeficientes que proporciona a melhor taxa de transmissão para este usuário. Por outro lado, no canal com desvanecimento rápido correlacionado, o canal muda de forma correlacionada de um *time slot* para o outro. Portanto, depois que o usuário  $k^*$  é selecionado para transmissão, o mecanismo de busca na memória procura por um vetor de coeficientes que proporciona a melhor taxa de transmissão ponderada para este usuário. Essa ponderação é estabelecida por uma função de avaliação temporal  $F_{AT}$  (ou função de penalização) que multiplicada pelas taxas de transmissão gravadas na memória realiza uma ponderação relativa ao tempo em que estas taxas foram gravadas na memória. Especificamente para cada *time slot*, os valores da

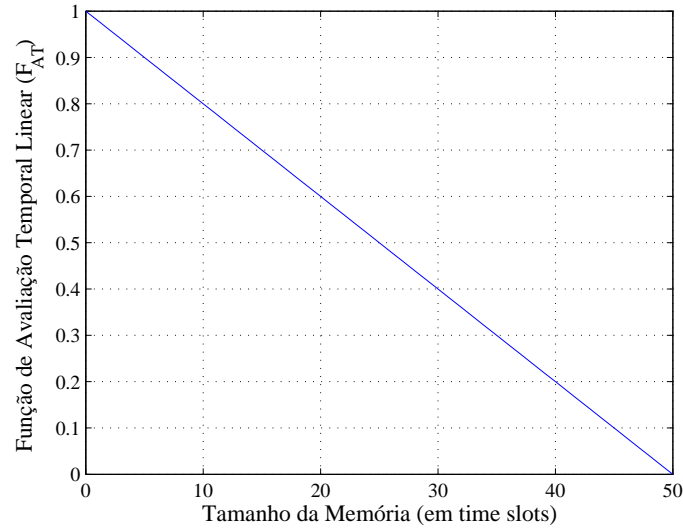


Figura 4.2: Função de avaliação temporal linear do esquema TC-OBF com uma memória de tamanho igual a 50 *time slots*.

função de avaliação temporal estendem-se de 0 até 1 e, se adotada a forma linear, a função de avaliação calcula a diferença entre o tempo atual e o tempo em que a taxa de transmissão foi armazenada na memória, como:

$$F_{AT} = 1 - \left( \frac{\text{tempo atual} - \text{tempo passado}}{\text{tamanho da memória}} \right). \quad (4.5)$$

Desta maneira, as taxas de transmissões suportadas pelos usuários armazenadas mais recentemente na memória recebem os maiores valores, conforme visto na Figura 4.2, privilegiando a adoção dos vetores de coeficientes de formatação de feixe de transmissão associados a estas taxas. Para se estabelecer o tamanho da memória (valor igual ao tempo de coerência) para a  $F_{AT}$  linear, pode-se proceder da mesma maneira como sugerido acima para o caso do canal com desvanecimento lento, ou seja, estimar esta informação adaptativamente na ERB à medida que os usuários realimentam sua informação de canal.

Para considerar o modelo de canal com desvanecimento rápido correlacionado no procedimento operacional do TC-OBF (descrito na Seção 4.1), é necessário que o quinto passo seja reescrito como mostrado a seguir:



- 5) Depois de o usuário ser escolhido, mas ainda antes de efetuar a transmissão, o TC-OBF busca na memória o vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão correspondente à maior taxa de transmissão ponderada pela função de avaliação temporal para este usuário.

Os outros itens do procedimento operacional permanecem inalterados. Esta modificação torna o mecanismo de busca do TC-OBF mais amplo e geral, pois o uso de uma função de avaliação pode ser realizado em qualquer tipo de canal, até mesmo no canal com desvanecimento lento, descrito na seção acima. Além disso, diversas funções de avaliação podem ser utilizadas. Nesta seção nos restringimos à função de avaliação linear, mas se tivermos informações adicionais na ERB podemos escolher outras funções de avaliação, como indicado na próxima seção.

## 4.4 TC-OBF com Função de Avaliação Temporal

### Dependente da Velocidade do Usuário

Considere um sistema multiusuário que possui um canal direto com desvanecimento rápido correlacionado, como descrito na seção anterior. Dispondo de algumas informações adicionais na ERB podemos utilizar uma função de avaliação temporal mais interessante para o mecanismo de busca de coeficientes no TC-OBF. Como o canal possui um comportamento correlacionado entre os *time slots*, caracterizado pela equação (4.4), nada mais indicado do que utilizar esta própria equação em módulo  $|J_0(2\pi f_{d_{max}}\tau)|$  como função de avaliação temporal, visto que ela é perfeitamente compatível com as características de correlação temporal do canal. Contudo, para que isso seja possível, a ERB necessita conhecer a velocidade do usuário agendado para calcular a frequência Doppler máxima, dada por:

$$f_{d_{max}} = \frac{vf_c}{c}. \quad (4.6)$$

O módulo é utilizado para que não tenhamos valores negativos para a função de avaliação

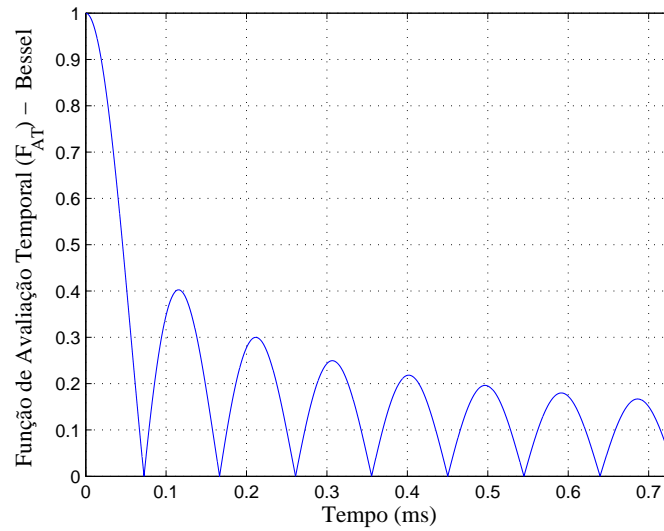


Figura 4.3: Função de avaliação temporal quando o transmissor possui o conhecimento da velocidade do usuário no esquema TC-OBF. Para esta figura consideramos  $v = 3$  km/h,  $f_c = 1,9$  GHz e *time slot* com 1,67 ms de duração.

temporal.

A aquisição da informação de velocidade pode ser realizada utilizando o mesmo método da taxa de transmissão suportada, ou seja, em cada *time slot* os usuários medem as duas informações (velocidade e taxa de transmissão suportada) e realimentam para a ERB, que as armazena na memória. Assim, quando o usuário é selecionado para transmissão, o mecanismo de busca de coeficientes do TC-OBF pondera todas as taxas suportadas gravadas na memória utilizando a equação (4.4) em módulo, conforme Figura 4.3, e escolhe o vetor de coeficientes de formatação de feixe de transmissão gravado na memória associado à maior taxa suportada ponderada para ser utilizado na transmissão para este usuário.

Ao utilizar a função de avaliação temporal de Bessel dada na Figura 4.3, não é necessário restringir o tamanho da memória, visto que a própria  $F_{AT}$  se encarrega disso. A partir do uso desta função de avaliação temporal no esquema TC-OBF obtemos resultados que mostram uma considerável superioridade no desempenho (em termos da *throughput* média), como veremos no próximo capítulo.

## 4.5 Conclusões

Neste capítulo introduzimos e descrevemos um novo esquema (TC-OBF) para sistemas de comunicação móvel multiusuário que explora as informações disponíveis durante o tempo de coerência do canal e utiliza técnicas de comunicação oportunística para melhorar o desempenho global do sistema. No próximo capítulo mostraremos diversos experimentos comparando o esquema proposto TC-OBF com o esquema OBF em dois tipos de canais de comunicação: canais com desvanecimento lento e canais com desvanecimento rápido correlacionado.

# Capítulo 5

## Resultados e Discussões

Este capítulo é dedicado à apresentação e discussão de diversos experimentos computacionais realizados para avaliar o desempenho do esquema Formatador de Feixe Oportunístico com Coerência Temporal (TC-OFB), introduzido no capítulo anterior, em dois tipos de canais direto: canais Rayleigh com desvanecimento lento e canais Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado.

As simulações computacionais implementando os procedimentos listados na Seção 4.1 foram realizadas no ambiente de programação MATLAB (MathWorks Inc.), uma vez que esta ferramenta computacional permite um tempo de execução conveniente para as simulações (através da geração de programas executáveis compatíveis com linguagem C) e uma rápida visualização dos resultados.

As principais medidas de desempenho utilizadas nos experimentos computacionais deste capítulo são a *throughput* média, o atraso de agendamento e o *jitter* de agendamento (*scheduling jitter*). Também consideramos configurações de sistemas com diferentes valores do parâmetro  $t_c$ , relacionado ao tempo de latência da aplicação no algoritmo de agendamento *Proportional Fair*. Em todas as simulações, o Formatador de Feixe Oportunístico com Coerência Temporal (TC-OFB), o Formatador de Feixe Oportunístico (OFB) e o Formatador de Feixe ótimo (BF ótimo) são comparados na mesma figura. Para simular o BF ótimo, utilizamos a mesma sequência de usuários agendados obtida através do TC-OFB, porém com os

coeficientes de formatação de feixe de transmissão sempre configurados para o valor ótimo, conforme estabelecido pelas equações da Seção 3.4.1. Desta maneira, podemos avaliar como o desempenho de transmissão obtido a partir dos melhores coeficientes de formatação de feixe gravados na memória se aproxima do desempenho alcançado pela configuração de formatação ótima.

A ordem da apresentação dos resultados nas figuras das próximas seções é a seguinte: Primeiro, comparamos a *throughput* média dos sistemas em termos do número de usuários. Em seguida, verificamos a justiça de agendamento plotando a *throughput* média de um usuário (ex. o usuário 1) multiplicada pelo número de usuários participantes versus o número de usuários do sistema, método utilizado em (VISHWANATH et al., 2002, Sec. III.A). Terceiro, temos duas opções dependendo do tipo de canal. Para o canal com desvanecimento lento, analisamos o impacto no desempenho do TC-OBF para diversos tamanhos de quadro (tempos de coerência). Para o canal com desvanecimento rápido correlacionado, analisamos como o TC-OBF se comporta para sistemas com usuários em diferentes velocidades, ou, equivalentemente, diferentes frequências Doppler. Por fim, estudamos o efeito do *jitter* de agendamento (*scheduling jitter*) para desvendar como são os desempenhos de transmissão nos esquemas abordados quando os usuários estão sujeitos a diferentes atrasos de agendamento.

Em todos os experimentos mostrados abaixo consideramos sistemas com canais afetados por desvanecimento com RSR média de 0 dB, onde a estação rádio-base possui duas antenas transmissoras ( $n_t = 2$ ) e os terminais dos usuários apenas uma. Assumimos que existe um canal de realimentação livre de erros entre os usuários e a ERB, bem como que a taxa de transmissão instantânea atingível em cada *time slot* é dada pela capacidade de Shannon  $\log_2(1+RSR)$ . O tempo de transmissão é dividido em *time slots* de 1,67 ms (conforme o padrão IS-856), no qual apenas um usuário é agendado. A frequência da portadora é fixada em  $f_c = 1900$  MHz. Principal métrica deste trabalho, a *throughput* média do canal direto

(expressa em bits/s/Hz) é calculada como:

$$Throughput\ média = \frac{1}{r_{tot}} \sum_{r=1}^{r_{tot}} \left( \frac{1}{t_{tot}} \sum_{n=1}^{t_{tot}} R[n] \right), \quad (5.1)$$

onde  $R[n]$  é a taxa de transmissão suportada pelo usuário selecionado no *time slot*  $n$ ,  $r_{tot}$  é o número total de realizações de cada experimento e  $t_{tot}$  é o tamanho do quadro em sistemas com desvanecimento lento, ou o número total de *time slots* utilizados para cada realização em sistemas com desvanecimento rápido correlacionado.

## 5.1 TC-OBF em Canais com Desvanecimento Lento

Nesta seção são mostrados os resultados obtidos com o TC-OBF em canais Rayleigh com desvanecimento lento (detalhado na Seção 4.2).

Na Figura 5.1(a) é mostrada a *throughput* média em 600 realizações em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento. Definimos o tamanho do quadro em 100 *time slots* e o parâmetro  $t_c$  do algoritmo de agendamento PF tendo a infinito<sup>1</sup>, de modo que o algoritmo de agendamento resume-se em selecionar o usuário com a melhor taxa de transmissão suportada em cada *time slot*, conforme previamente explicado na Seção 3.3. Podemos observar que a *throughput* média do TC-OBF posiciona-se bastante próxima do BF ótimo independentemente do número de usuários. Além disso, notamos que o desempenho do esquema TC-OBF é cerca de 5% superior ao atingido pelo esquema OBF em toda a extensão da curva (para qualquer número de usuários).

Na Figura 5.1(b) é repetido o mesmo experimento da Figura 5.1(a), porém com  $t_c = 10$  *time slots*. Pela figura podemos ver que, diferente do comportamento do OBF, para um valor pequeno de  $t_c$  a curva do TC-OBF começa do topo, ou seja, para sistemas com poucos usuários e um valor baixo de  $t_c$  o esquema TC-OBF proporciona consideráveis benefícios. Da mesma forma que no primeiro experimento, à medida que o número de usuários cresce,

<sup>1</sup>Na prática, um valor muito grande do parâmetro  $t_c$  significa que o tempo de latência da aplicação é muito maior que a escala de tempo das flutuações do canal, levando  $T_k[n+1] = T_k[n]$  na equação (3.2).

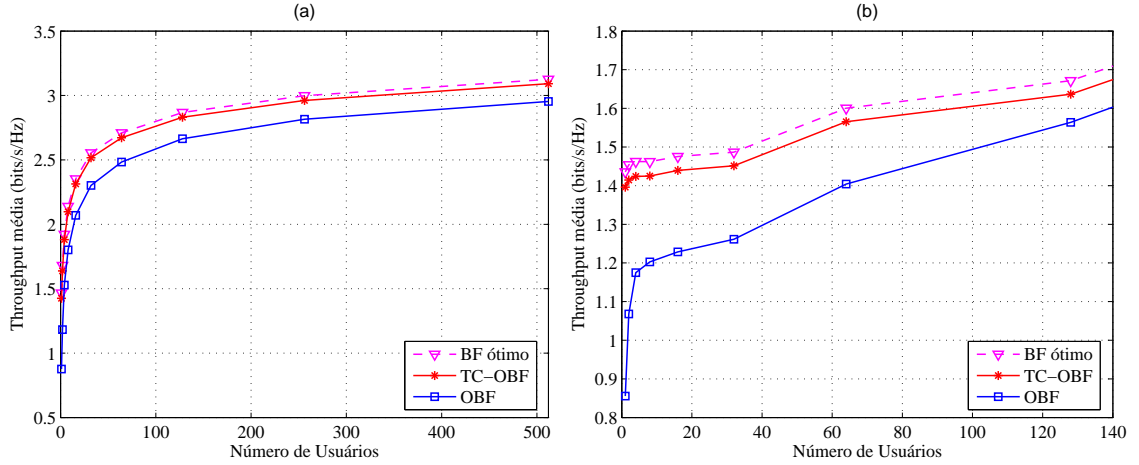


Figura 5.1: *Throughput* média em bits/s/Hz em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento, RSR média de 0 dB e tamanho do quadro = 100 *time slots*. Na figura (a),  $t_c \rightarrow \infty$ . Na figura (b),  $t_c = 10$  *time slots*.

o resultado do TC-OBF mantém-se sempre superior ao do esquema OBF. Além do mais, as *throughputs* médias mostradas na Figura 5.1(b) são consideravelmente menores que os valores das *throughputs* médias da Figura 5.1(a). Isto ocorre devido à severa limitação imposta aos sistemas pelo baixo valor do parâmetro  $t_c$ , tornando os agendamentos mais frequentes entre aos usuários, o que implica em muitos usuários sendo servidos antes mesmo que a sua formatação de feixe esteja realmente próxima da configuração ótima.

Os dois gráficos mostrados na Figura 5.2 têm como objetivo analisar a questão da justiça de agendamento entre os usuários no esquema proposto. Os esquemas foram simulados observando a *throughput* média de um usuário (por exemplo, o usuário 1) multiplicada pelo número total de usuários participantes para cada ponto das figuras. Deste modo, em um sistema com  $K$  usuários (todos com RSR média de 0 dB) e *throughput* média igual a  $T$ , para o esquema ser considerado justo a *throughput* média de cada usuário deve corresponder a  $T/K$ . Assim, escolhendo um usuário para acompanhamento durante o teste e multiplicando a sua *throughput* média pelo número de usuários participantes deste teste, obtemos a *throughput* média do sistema caso o esquema possua um agendamento de usuários que mantenha a justiça. O tamanho do quadro foi mantido em 100 *time slots* com  $t_c \rightarrow \infty$  na Figura 5.2(a) e  $t_c = 10$  *time slots* na Figura 5.2(b). Em ambos experimentos observamos o desempenho superior do TC-OBF e, comparando a Figura 5.1(a) com a Figura 5.2(a) e a Figura 5.1(b) com

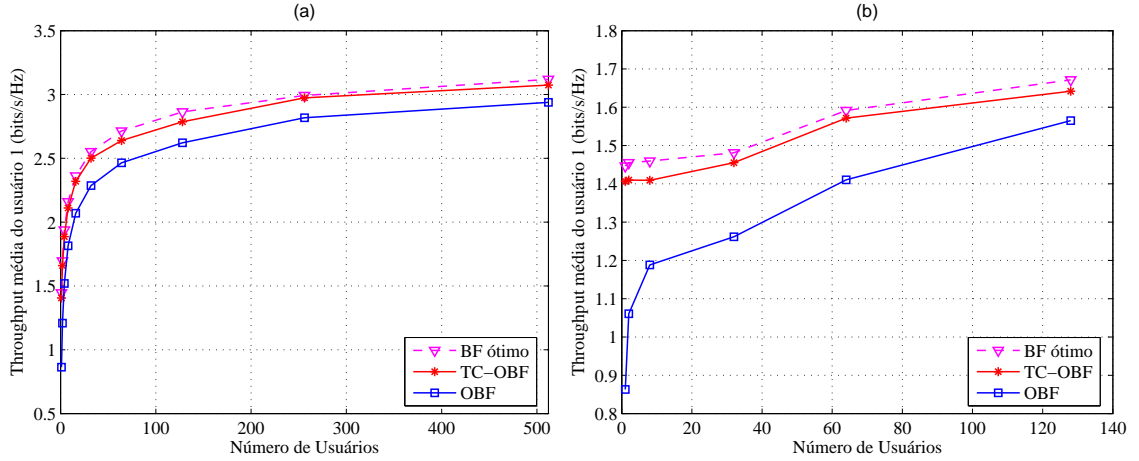


Figura 5.2: *Throughput* média em bits/s/Hz para o usuário 1 multiplicada pelo número de usuários participantes em um canal direto Rayleigh com desvanecimento lento, RSR média de 0 dB e tamanho do quadro = 100 *time slots*. Na figura (a),  $t_c \rightarrow \infty$ . Na figura (b),  $t_c = 10$  *time slots*.

a Figura 5.2(b), observamos um comportamento bastante similar das *throughputs* médias nos dois casos, o que nos permite concluir que tanto o TC-OBF quanto o OBF são esquemas que possuem agendamento justo entre os usuários.

O próximo experimento, na Figura 5.3, trata de um assunto muito importante para o desenvolvimento do esquema TC-OBF em canais com desvanecimento lento: o tamanho de quadro. Como o tamanho de quadro no TC-OBF deve ser compatível com o tempo de coerência do canal (conforme visto na Seção 4.2), surge a necessidade de se saber a partir de que tamanho de quadro o TC-OBF começa a se desempenhar melhor que o OBF. Para traçar o gráfico da Figura 5.3(a) realizamos 5000 iterações e calculamos a *throughput* média em sistemas com 128 usuários e  $t_c \rightarrow \infty$ . Os tamanhos de quadro considerados estendem-se de 1 a 1024 *time slots*. Neste ponto cabe lembrar que quando o tamanho de quadro é igual a um *time slot* o TC-OBF torna-se equivalente ao OBF. A Figura 5.3(a) indica que a *throughput* média do TC-OBF cresce com o aumento do tamanho de quadro e praticamente atinge o patamar do BF ótimo, enquanto que o OBF, por sua vez, mantém-se constante. Para um tamanho de quadro de 128 *time slots*, por exemplo, o desempenho do esquema TC-OBF é cerca de 6% melhor que o OBF e, para um tamanho de quadro grande (1024 *time slots*), mais que 99% da *throughput* média do BF ótimo pode ser atingida pelo TC-OBF.



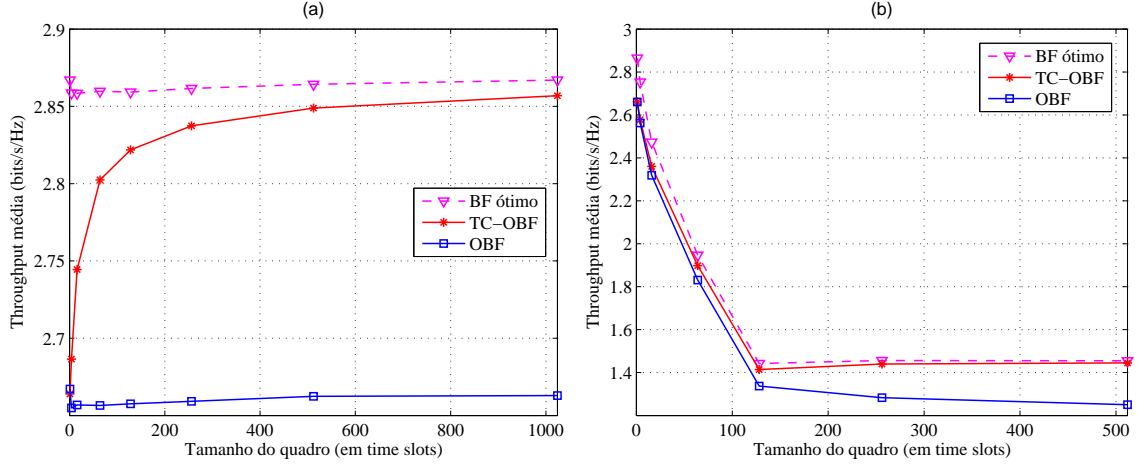


Figura 5.3: *Throughput* média em bits/s/Hz versus o tamanho do quadro para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento, RSR média de 0 dB e 128 usuários. Na figura (a),  $t_c \rightarrow \infty$ . Na figura (b),  $t_c = 10$  time slots.

Similarmente, a Figura 5.3(b) ilustra a influência de mudar o valor de  $t_c$  para 10 time slots no experimento cujos resultados foram mostrados na Figura 5.3(a), preservando todos os outros parâmetros. Pela figura, vemos que as *throughputs* médias são muito parecidas quando o número de usuários (128, no caso) é maior que o tamanho do quadro e decaem com o aumento do tamanho de quadro, devido ao baixo valor de  $t_c$ . Contudo, na região da figura onde o tamanho do quadro é maior que o número de usuários, o TC-OBF inverte a tendência natural da curva e a sua *throughput* começa a crescer levemente até o máximo, ao passo que a *throughput* do OBF continua a cair. A partir deste ponto é que o esquema proposto mostra seu potencial, aproveitando as informações adicionais gravadas na memória para melhorar seu desempenho. Estes resultados mostram o impacto positivo que o tamanho de quadro produz no desempenho do esquema proposto.

Os últimos experimentos desta seção avaliam a *throughput* relativa em termos do *scheduling jitter*. A *throughput* relativa é obtida normalizando-se a *throughput* média pelo respectivo valor de BF ótimo. Desta forma, os gráficos normalizados indicam qual a percentagem em relação ao máximo desempenho possível. Por exemplo, a Figura 5.4 mostra um gráfico de *throughput* média versus *scheduling jitter* antes de ser normalizado. Depois de realizada a normalização, obtemos o gráfico mostrado na Figura 5.5(a). Deste ponto em diante, os gráficos referentes ao quesito *scheduling jitter* são todos normalizados. O *scheduling jitter* é

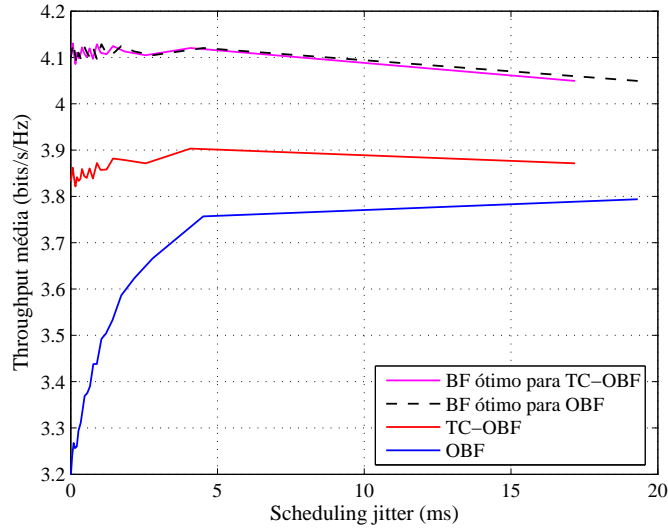


Figura 5.4: *Throughput* média em bits/s/Hz versus *scheduling jitter* para um canal direto Rayleigh com desvanecimento lento, RSR média de 0 dB, tamanho de quadro = 100 *time slots* e número de usuários = 32.

uma medida calculada através do desvio padrão dos intervalos de tempo entre agendamentos para os usuários. Os pontos nos gráficos da Figura 5.5 são obtidos de forma indireta, através da variação do parâmetro  $t_c$  no algoritmo de agendamento PF. Diversos valores de  $t_c$  são utilizados, gerando variados intervalos de tempo entre agendamentos. Na Figura 5.5(a), assumimos 32 usuários participantes e tamanho de quadro de 100 *time slots*. A *throughput* relativa é calculada a partir de 300 realizações e cabe lembrar que o *time slot* dura 1,67 ms. Quando o parâmetro  $t_c$  é alto (tendendo a infinito), a taxa alcançada por ambos os esquemas tende para a curva do BF ótimo, às custas de um aumento no *scheduling jitter*. Contudo, notamos pelo resultado da simulação que a *throughput* relativa no caso do esquema TC-OBF é praticamente constante e supera os resultados obtidos pelo esquema OBF para qualquer valor de *scheduling jitter*.

Na Figura 5.5(b), aumentamos o número de usuários para 64 e o tamanho de quadro para 256 *time slots*, mantendo os outros parâmetros iguais ao da simulação anterior. Os resultados mostram o melhor desempenho da *throughput* relativa no esquema TC-OBF em comparação com o esquema OBF para todos os valores de *scheduling jitter* considerados. Além disso, os valores máximos de *scheduling jitter* obtidos pelo TC-OBF nos gráficos da Figura 5.5

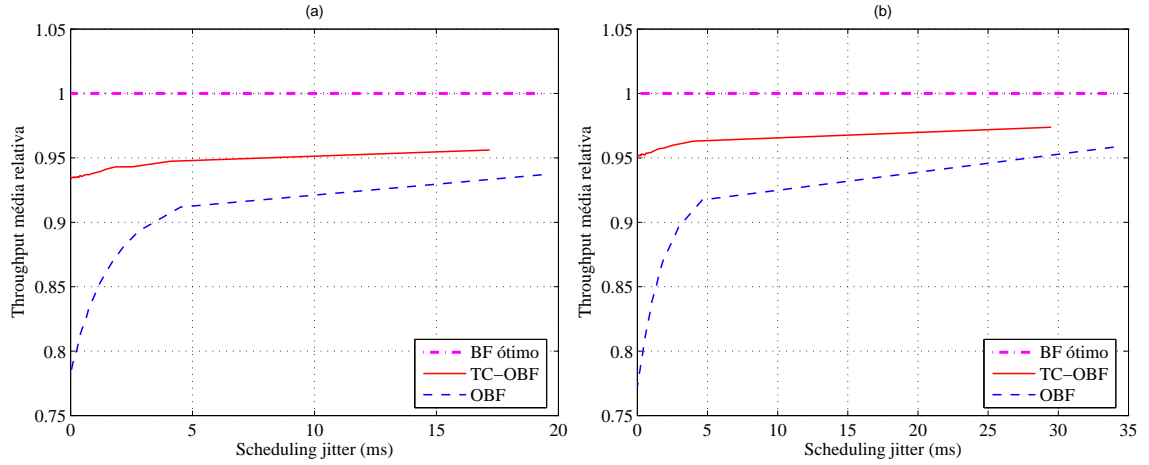


Figura 5.5: *Throughput* média relativa versus o *scheduling jitter* para o canal direto Rayleigh com desvanecimento lento e RSR média de 0 dB . Na figura (a), número de usuários = 32 e tamanho de quadro = 100 *time slots*. Na figura (b), número de usuários = 64 e tamanho de quadro = 256 *time slots*.

são menores que os do OBF, caracterizando um sistema com agendamentos mais regulares aos usuários. Particularmente para pequenos valores de  $t_c$ , e conseqüentemente pequenos valores de *scheduling jitter*, o esquema TC-OBF proporciona maiores benefícios. Este é um resultado interessante, pois diversas aplicações bastante usuais requerem um pequeno tempo de latência, como por exemplo, transmissão digital de voz e vídeo.

Os resultados e discussões apresentados nesta seção para canais Rayleigh com desvanecimento lento mostrando os benefícios e aperfeiçoamentos disponibilizados ao sistema através da utilização do esquema TC-OBF foram previamente relatados em (BARAN; UCHÔA-FILHO, 2006b).

## 5.2 TC-OBF em Canais com Desvanecimento Rápido

### Correlacionado

Nesta seção focamos nos resultados obtidos a partir do esquema TC-OBF em canais Rayleigh cuja resposta é correlacionada no tempo e possui desvanecimento rápido. Como visto na Seção 4.3, implementamos o canal Rayleigh correlacionado a partir do modelo Jakes modificado, descrito na Seção 2.5. A correlação temporal do canal está relacionada com a velocidade com que o usuário se movimenta. Por isso nas simulações computacionais apresentadas a seguir, a velocidade, ou, equivalentemente, a frequência Doppler é um parâmetro que deve sempre ser especificado. Além disso, também exploramos diferentes tipos de funções de avaliação temporal ( $F_{AT}$ ) nas simulações, considerando o número total de *time slots* ( $t_{tot}$ ) igual a 10000 e o tamanho da memória (quando necessário) igual a 40 *time slots*. Para uma frequência de portadora igual a 1900 MHz, a Tabela 5.1 mostra os valores de velocidades e correspondentes frequências Doppler utilizados nas simulações.

Tabela 5.1: Conjunto de valores de velocidades e correspondentes frequências Doppler ( $f_d$ ) considerados nas simulações para o canal Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. Assumimos que a frequência da portadora é igual a 1900 MHz.

Velocidades (km/h)	Frequências Doppler $f_d$ (Hz)
3	5,3
10	17,6
20	35,2
30	52,8
60	105,6
120	211,2

Na Figura 5.6, mostramos a *throughput* média a partir de 500 realizações em relação ao número de usuários do sistema. Utilizamos a função de avaliação linear para esta simulação e, deste ponto em diante, a menos que seja especificado de forma diferente, esta é  $F_{AT}$  utilizada de forma padrão nas simulações. Assumimos tamanho de memória igual a 40 *time slots*, frequência Doppler  $f_d = 5$  Hz e parâmetro  $t_c$  do algoritmo de agendamento PF tendendo a infinito. Do mesmo modo que em canais com desvanecimento lento, quando

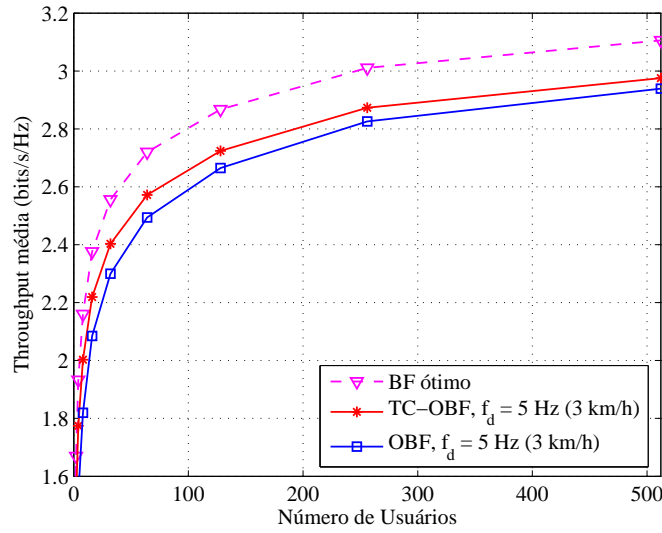


Figura 5.6: *Throughput* média em bits/s/Hz em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB,  $f_d = 5$  Hz, tamanho da memória = 40 *time slots* e  $t_c \rightarrow \infty$ .

$t_c \rightarrow \infty$ , a justiça de agendamento é completamente ignorada e o algoritmo de agendamento restringe-se a selecionar o usuário com a melhor taxa suportada, porém a avaliação com este parâmetro tendendo a infinito é importante devido à propriedade de maximização da soma das *throughputs* no algoritmo de agendamento PF dada pela equação (3.3). Assim, este gráfico mostra a máxima *throughput* média atingível pelos esquemas entre todos os tipos do algoritmos de agendamento. Pela figura observamos que nesta velocidade (3 km/h) a *throughput* média do esquema TC-OBF é melhor do que a atingida pelo esquema OBF para qualquer número de usuários.

Na Figura 5.7, repetimos a simulação anterior, porém considerando diversas velocidades. Nota-se que para sistemas onde os usuários movimentam-se abaixo dos 30 km/h, ou correspondentemente, abaixo de 52 Hz de frequência Doppler, o esquema TC-OBF proporciona melhores resultados quando confrontado com o OBF para qualquer quantidade de usuários. Contudo, para velocidades maiores que 30 km/h o OBF mantém uma *throughput* média melhor. Este resultado mostra uma relação de custo-benefício do TC-OBF com respeito à velocidade, enquanto que OBF permanece com o mesmo desempenho independente da velocidade.

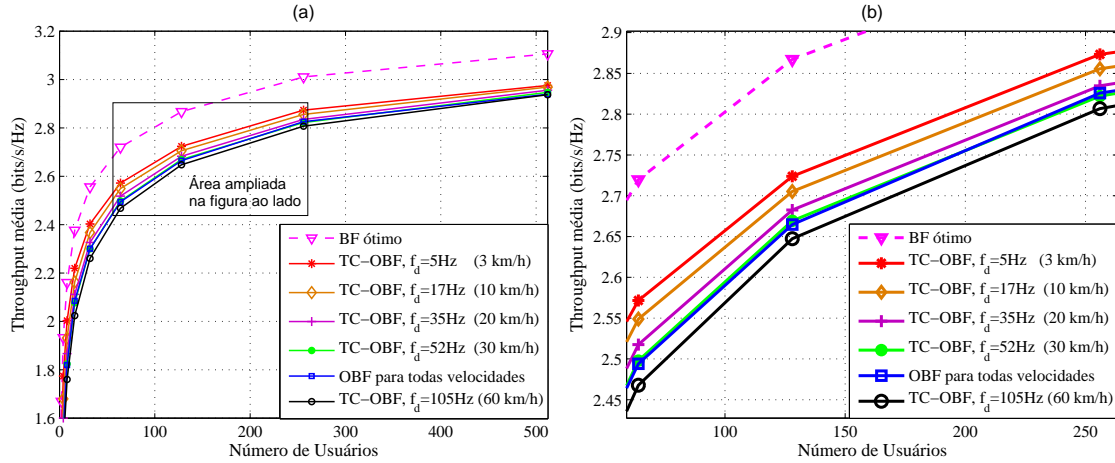


Figura 5.7: *Throughput* média em bits/s/Hz (para diversas velocidades) em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, tamanho da memória = 40 *time slots* e  $t_c \rightarrow \infty$ .

Na Figura 5.8, investigamos a mesma configuração da simulação que originou a Figura 5.6 (primeira simulação desta seção), exceto por  $t_c$  que agora corresponde a 10 *time slots*. Neste caso, a justiça de agendamento não é deixada de lado pelo algoritmo de agendamento, o que faz desta simulação um caso mais próximo ao encontrado em sistemas reais. Observamos que o resultado do esquema TC-OBF mantém uma vantagem de cerca de 6% em

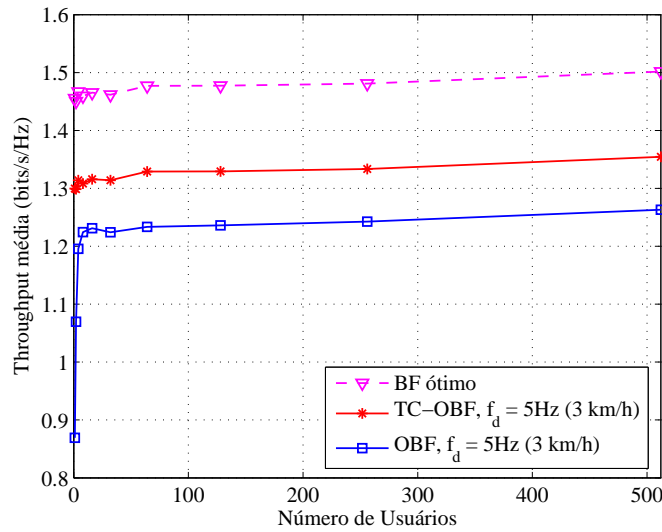


Figura 5.8: *Throughput* média em bits/s/Hz em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB,  $f_d = 5$  Hz, tamanho da memória = 40 *time slots* e  $t_c = 10$  *time slots*.

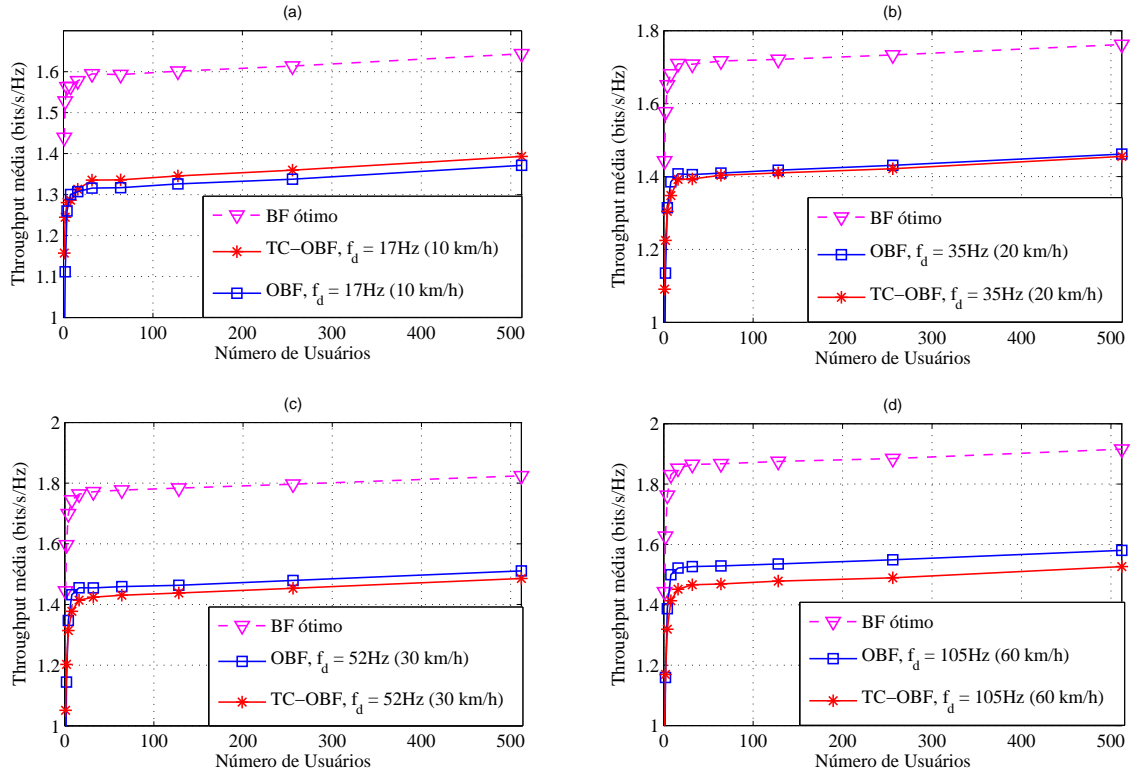


Figura 5.9: *Throughput* média em bits/s/Hz (para diversas velocidades) em função do número de usuários para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, tamanho da memória = 40 *time slots* e  $t_c = 10$  *time slots*.

relação ao OBF e, diferente deste, mantém-se praticamente constante, até mesmo quando o sistema possui poucos (menos que 10) usuários. Além disso, devido ao baixo valor de  $t_c$ , as *throughputs* médias dos dois esquemas são significativamente menores que as da Figura 5.6, onde  $t_c \rightarrow \infty$ , exatamente como ocorrido em canais com desvanecimento lento.

Na Figura 5.9, repetimos a simulação anterior mantendo  $t_c$  igual a 10 *time slots*, porém considerando diversas velocidades. Inicialmente, podemos notar que, diferente da Figura 5.7, os resultados do esquema OBF, bem como os do BF ótimo tornam-se dependentes da velocidade. O BF ótimo, por exemplo, começa em 1,5 bits/s/Hz para 3 km/h, chegando a até aproximadamente 1,9 bits/s/Hz para 60 km/h. Através do conjunto de figuras, constata-se que para sistemas nos quais os usuários deslocam-se com velocidades de até 20 km/h ( $f_d = 35\text{Hz}$ ), o esquema TC-OBF permite um melhor desempenho para qualquer número de usuários. Acima desta velocidade o esquema OBF é a melhor escolha. Quanto maior for a velocidade dos usuários, menores serão os tempos de coerência dos canais, impedindo a

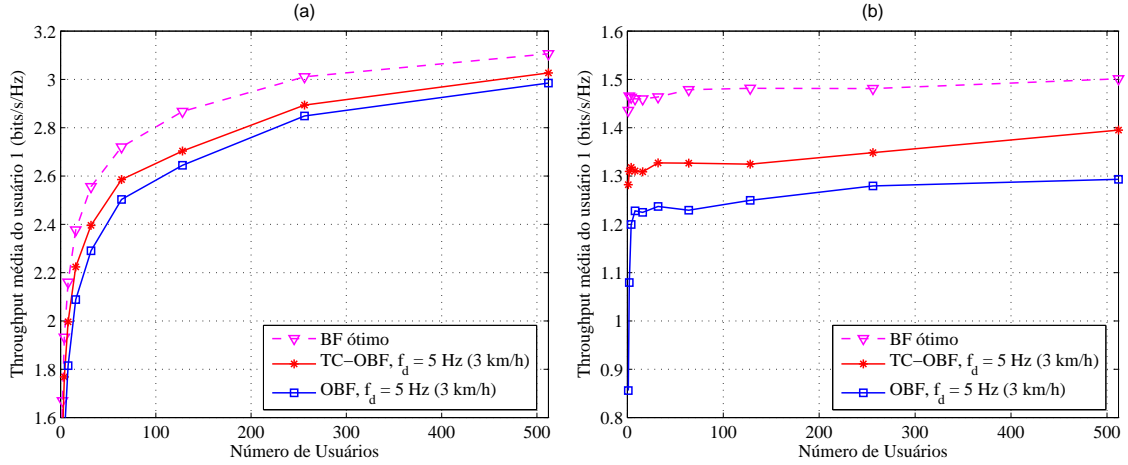


Figura 5.10: *Throughput* média em bits/s/Hz para o usuário 1 multiplicada pelo número de usuários participantes em um canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB,  $f_d = 5$  Hz e tamanho da memória = 40 *time slots*. Na figura (a),  $t_c \rightarrow \infty$ . Na figura (b),  $t_c = 10$  *time slots*.

reutilização das informações armazenadas em prol de um melhor resultado. Contudo para baixas velocidades, as informações gravadas na memória permanecem válidas fornecendo ao TC-OBF uma maneira de melhorar o desempenho do sistema.

Os gráficos da Figura 5.10 mostram a *throughput* média para o usuário 1 multiplicada pelo número de usuários participantes em um sistema cujo canal direto possui desvanecimento rápido correlacionado. A finalidade destes gráficos, da mesma forma que no canal com desvanecimento lento, é examinar se o esquema proposto é justo com relação ao agendamento dos usuários. O usuário 1 é escolhido sem qualquer perda de generalidade, visto que os coeficientes de todos os canais são obtidos aleatória e independentemente, e porque ele está presente em todos os conjuntos de usuários. Nesta simulação a velocidade dos usuários é de 3km/h ( $f_d = 5$  Hz) e o tamanho da memória é de 40 *time slots*. Na Figura 5.10(a) temos  $t_c \rightarrow \infty$ . Na Figura 5.10(b),  $t_c = 10$  *time slots*. Verificamos que em ambos os gráficos o resultado obtido pelo TC-OBF é melhor que o do OBF, mantendo-se coerente com os resultados já apresentados para esta configuração, dados nas Figuras 5.6 e 5.8 respectivamente. Além disso, pela semelhança no formato e na amplitude das curvas, podemos deduzir que também para canais com desvanecimento rápido correlacionado, ambos os esquemas cumprem satisfatoriamente com a questão da justiça de agendamento aos usuários do sistema.



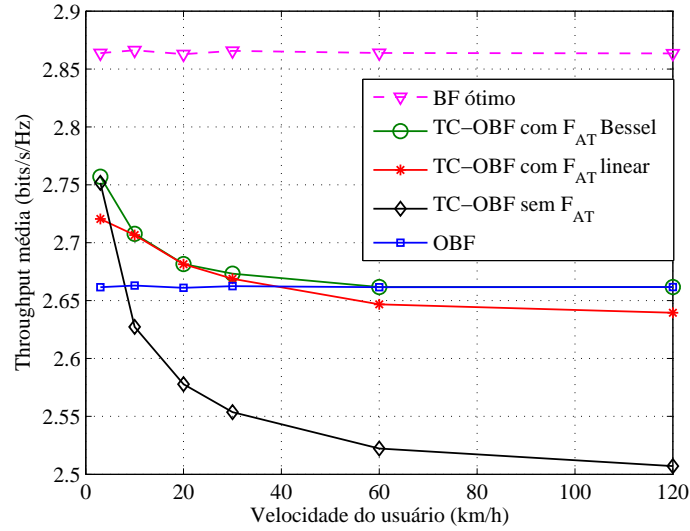


Figura 5.11: *Throughput* média em bits/s/Hz versus velocidade do usuário para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, 128 usuários, memória de 40 *time slots* e  $t_c \rightarrow \infty$ . Diferentes  $F_{AT}$  são mostradas.

As simulações mostradas até aqui nesta seção nos deram subsídios para entender como o esquema proposto varia com relação à velocidade. Contudo, apenas uma função de avaliação temporal foi analisada. Neste experimento além da  $F_{AT}$  linear (usada em todas as simulações), mostramos mais dois casos: TC-OBF sem  $F_{AT}$  e TC-OBF com  $F_{AT}$  Bessel, esta última apresentada na Seção 4.4. Esta simulação, mostrada na Figura 5.11, objetiva estudar o impacto da velocidade dos usuários (frequência Doppler) sobre a *throughput* média atingível no TC-OBF em canais com desvanecimento rápido correlacionado. Para isso, fixamos o número de usuários em 128 e  $t_c \rightarrow \infty$  no algoritmo PF para calcular a *throughput* média em 200 realizações desde baixas velocidades (velocidade de pedestre: 3 km/h) a até altas velocidades (velocidade veicular: 120 km/h). A figura indica que a *throughput* média no TC-OBF decai com o aumento da velocidade dos usuários, como já constatado nas simulações anteriores. Para  $F_{AT}$  linear com memória de 40 *time slots*, o TC-OBF desempenha melhor que o OBF para velocidades de até aproximadamente 40 km/h. O TC-OBF sem  $F_{AT}$ , como já era de se esperar, possui fraco desempenho. O melhor resultado é atingido através do esquema TC-OBF utilizando a  $F_{AT}$  Bessel. Neste caso o desempenho do TC-OBF é sempre melhor ou igual ao OBF, nunca inferior. Contudo, um obstáculo para a utilização da  $F_{AT}$  Bessel no esquema TC-OBF é a necessidade de conhecimento prévio das velocidades dos usuários na

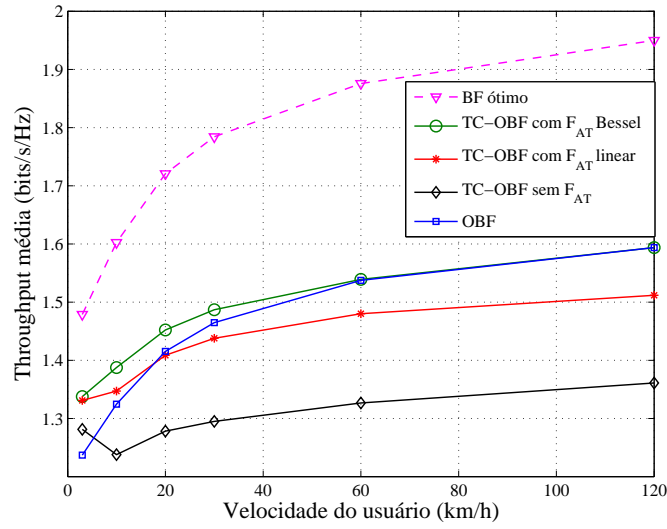


Figura 5.12: *Throughput* média em bits/s/Hz versus velocidade do usuário para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, 128 usuários, memória de 40 *time slots* e  $t_c = 10$  *time slots*. Diferentes  $F_{AT}$  são mostradas.

ERB.

Continuando com a metodologia utilizada neste capítulo, toda vez que mostramos um experimento com  $t_c \rightarrow \infty$ , repetimos o mesmo experimento com  $t_c = 10$  *time slots*. Desta forma, a Figura 5.12 ilustra a influência de mudar o valor  $t_c$  para 10 *time slots* mantendo as mesmas configurações dadas na simulação da Figura 5.11. Inicialmente, observamos que todas as curvas crescem com o aumento da velocidade dos usuários. Em sistemas que utilizam o algoritmo de agendamento oportunístico PF com valores limitados de  $t_c$ , quando a velocidade aumenta, dois fatores contribuem para o aumento da *throughput* média: primeiro, o espalhamento Doppler também aumenta, tornando o canal menos correlacionado, e segundo, a probabilidade de existir um usuário com condições de canal favorável em cada *time slot* é maior. Além disso, os resultados mostrados nesta simulação são coerentes com os apresentados na última simulação. Isto é interessante pois a partir destes experimentos podemos concluir que, para baixas velocidades (velocidades menores que 20 km/h), o esquema TC-OBF é melhor que o OBF. Neste ponto, se considerarmos um cenário onde a maioria dos usuários movimenta-se em baixas velocidades, o uso do esquema TC-OBF com uma  $F_{AT}$  linear (facilmente implementável na ERB) pode melhorar consideravelmente a *throughput*

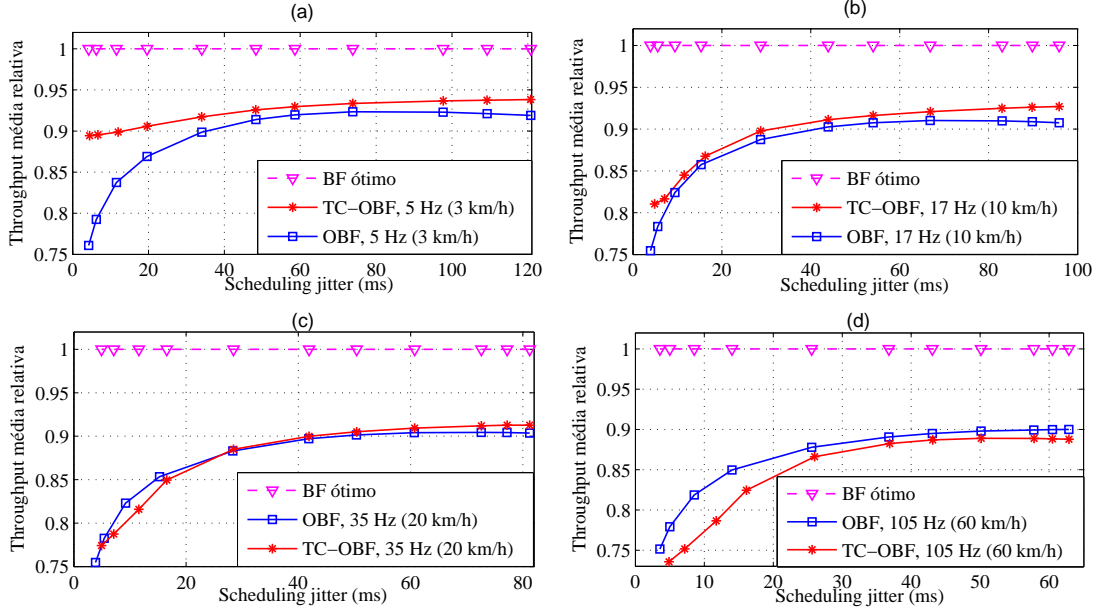


Figura 5.13: *Throughput* média relativa (em diversas velocidades) versus *scheduling jitter* para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, tamanho da memória = 40 *time slots* e 32 usuários.

média do sistema. Se a velocidade dos usuários for conhecida na ERB, então o esquema TC-OBF utilizando a  $F_{AT}$  Bessel é melhor que o OBF qualquer que seja a velocidade.

As duas últimas simulações desta seção examinam a *throughput* relativa em relação ao *scheduling jitter* em canais com desvanecimento rápido correlacionado. Na Figura 5.13 mostramos um conjunto de gráficos que diferem com relação à velocidade dos usuários. Em cada simulação efetuamos 200 realizações para computar a *throughput* média em sistemas com 32 usuários e  $F_{AT}$  linear com tamanho da memória igual a 40 *time slots*. Os valores de *scheduling jitter* são obtidos de forma indireta variando o parâmetro  $t_c$  do algoritmo de agendamento num intervalo de 3 a 1000 *time slots*. Para a Figura 5.14 as mesmas configurações são válidas, exceto pelo aumento no número de usuários para 64. Os resultados obtidos através dos conjuntos de gráficos mostrados nas Figuras 5.13 e 5.14 são similares e permitem os mesmos comentários e observações. Para os valores de *scheduling jitter* considerados, o esquema TC-OBF exibe melhor desempenho que o esquema OBF para velocidades de até cerca de 20 km/h (frequência Doppler = 35 Hz). Especificamente, para velocidade de pedestre (cerca de 3 km/h) e baixos valores de *scheduling jitter*, como mostrado nos gráficos (a) das Figuras 5.13 e 5.14, o TC-OBF produz os melhores resultados. Isto ocorre porque

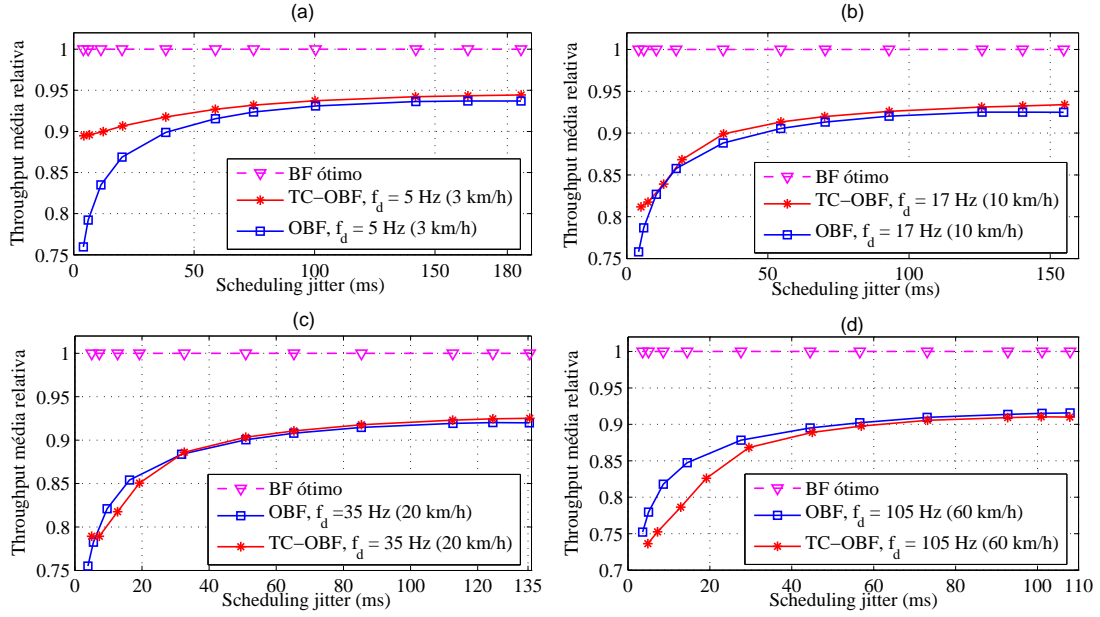


Figura 5.14: *Throughput* média relativa (em diversas velocidades) versus *scheduling jitter* para o canal direto Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, RSR média de 0 dB, tamanho da memória = 40 *time slots* e 64 usuários.

neste caso os usuários são agendados sem estarem nas suas melhores condições de canal, o que prejudica o desempenho do OBF. Entretanto, com o auxílio das informações contidas na memória, o TC-OBF é capaz de escolher uma melhor configuração de formação de feixe para as antenas transmissoras na ERB, aumentando a taxa de transmissão (*throughput*) do sistema.

Os resultados apresentados nesta seção, bem como os procedimentos adicionais necessários para a implementação do esquema TC-OBF em canais Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado estão mostrados em (BARAN; UCHÔA-FILHO, 2006a).

Através dos resultados mostrados neste capítulo, concluímos por meio das discussões dos experimentos realizados que tanto para sistemas que possuem canais Rayleigh com desvanecimento lento, quanto para sistemas onde os canais são Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, o esquema proposto, TC-OBF, é capaz de melhorar o desempenho da *throughput* média do sistema como um todo, utilizando uma metodologia baseada no armazenamento e adequada reutilização (dentro do tempo de coerência do canal) das informações recebidas dos usuários em cada *time slot*. Especialmente para baixas velocidades

(quando o canal possui alta correlação), baixos períodos de latência (onde os usuários não conseguem ser agendados em boas condições de canal) e baixo número de usuários, o TC-OBF realça seu melhor desempenho em relação ao esquema OBF. Caso a velocidade dos usuários seja conhecida na ERB, o desempenho do TC-OBF é sempre melhor, sendo no mínimo igual ao do OBF. Isto é possível, pois neste caso a  $F_{AT}$  é completamente casada com o canal. Também demonstramos que o esquema TC-OBF serve cada usuário do sistema praticamente com a mesma quantidade de tempo, mantendo a justiça no agendamento entre os usuários, através da utilização do algoritmo de agendamento *proportional fair*. Por fim, um ponto importante a ser ressaltado é que para a implementação do esquema TC-OBF em sistemas de comunicação móvel multiusuário, nenhuma alteração nos terminais móveis dos usuários é necessária, sendo perfeitamente adaptável ao padrão de terceira geração IS-856. Apenas são requeridas algumas modificações na ERB, como antenas de transmissão adicionais (caso não possua) e uma central de processamento integrada com bancos de memória para processar e armazenar as taxas suportadas e os vetores de coeficientes de formatação de feixe de transmissão de cada usuário.

# Capítulo 6

## Conclusões

Nesta dissertação, introduzimos e estudamos através de simulações computacionais um novo esquema para sistemas de comunicação móvel multiusuário, denominado formatador de feixe oportunístico com coerência temporal. Consideramos dois tipos de canais direto multiusuário: canal Rayleigh com desvanecimento lento e canal Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado. O esquema proposto utiliza-se de técnicas de comunicação oportunística para obter ganhos de diversidade multiusuário e explora as informações correlacionadas enviadas para a ERB, ao longo do tempo de coerência dos canais dos usuários, para ajustar os coeficientes de formação de feixe das antenas durante as transmissões aos usuários selecionados.

O esquema proposto, TC-OFB, em canais Rayleigh com desvanecimento lento apresenta um resultado superior em relação ao esquema de referência OFB em toda extensão do número de usuários. Para poucos usuários, ou seja, para sistemas que possuem menos que 32 usuários, a vantagem do esquema proposto em relação ao esquema de referência é mais acentuada. Como observado durante o período de estudos, nesta situação o esquema OFB não é capaz de gerar bons resultados. Por outro lado, o TC-OFB contorna esta incapacidade reutilizando adequadamente as informações armazenadas num banco de memória na ERB dentro do período de coerência do canal. Além disso, constatamos que o desempenho do esquema proposto melhora quando o canal permite um aumento no tamanho de

quadro, chegando a atingir mais de 99% do desempenho dado pela curva ótima quando o tamanho do quadro é grande (1024 *time slots*). Com relação ao *jitter* de agendamento, o esquema TC-OBF revelou-se sempre melhor que o OBF, tanto em termos de *throughput* relativa quanto em termos de valores máximos de *scheduling jitter*, caracterizando um sistema com agendamentos mais regulares aos usuários e disponibilizando um desempenho praticamente constante para todos os valores de *scheduling jitter*.

Em canais Rayleigh com desvanecimento rápido correlacionado, simulamos o esquema proposto para diferentes velocidades e funções de avaliação temporal, além dos parâmetros anteriormente considerados nos experimentos em canais com desvanecimento lento. Utilizando a função de avaliação temporal linear, verificamos que quando a velocidade dos usuários aumenta, a *throughput* média no esquema TC-OBF decresce em relação ao esquema OBF. Contudo, para sistemas onde os usuários se movimentam com velocidades de até 20 km/h ( $f_d = 35\text{Hz}$ ), o esquema TC-OBF proporciona melhores resultados quando comparado com o esquema OBF para qualquer quantidade de usuários e/ou valores de *scheduling jitter*. Como neste tipo de canal as velocidades dos usuários determinam a correlação do canal, quanto menor a velocidade, melhor é a vantagem no desempenho do esquema TC-OBF com respeito ao OBF. Por outro lado, se for possível conhecer as velocidades dos usuários na ERB, temos a opção de utilizar a função de avaliação temporal de Bessel (casada com o canal de comunicação). Neste caso, o esquema TC-OBF supera os resultados obtidos pelo esquema OBF para quaisquer velocidades e/ou quantidade de usuários no sistema.

Em ambos os canais, o esquema proposto manteve a característica de agendamento justo aos usuários, servindo cada usuário do sistema com a mesma quantidade de tempo. Desta forma, além de cumprir os objetivos traçados inicialmente, baseando-se nos resultados obtidos neste trabalho, concluímos que o sistema proposto é adequado para aplicações de voz e de dados. Aplicações de voz, pois permite um agendamento justo e regular (baixo tempo de latência) aos usuários, e aplicações de dados devido ao melhor desempenho (eficiência espectral). Além do mais, a implementação do esquema TC-OBF em sistemas de comunicação móvel multiusuário que possuem qualquer dos dois tipos de canais discutidos aqui, requer apenas modificações nas estações radiobase do sistema, sendo completamente compatível

com o padrão de terceira geração IS-856.

## 6.1 Trabalhos Futuros

Diversas questões e considerações complementares podem ser agregadas ao esquema TC-OBF para continuação desta proposta em trabalhos futuros. Abaixo listamos algumas sugestões:

- Considerações acerca de erros nas medições dos canais pelos usuários e/ou na realização desta informação para a ERB.
- Utilização de outros algoritmos de agendamento oportunístico que permitam manter a justiça de agendamento dos usuários, como por exemplo: (LIU et al., 2001; ANDREWS et al., 2001).
- Estender e adaptar o mecanismo de busca das informações na memória para aplicar o esquema TC-OBF também em canais reversos.
- Considerar sistemas com estações radio-base contendo um maior número de antenas.
- Considerar outros tipos de canais de comunicação, de preferência com alto índice de ruído e interferência co-canal, pois as transmissões para o usuário selecionado são bastante diretivas, e este esquema tem potencial para mostrar-se bastante tolerante a este ambiente inóspito.
- Implementar este esquema em um sistema real, por meio de protótipos, para validar na prática os resultados das simulações computacionais.



# Referências Bibliográficas

ALAMOUTI, S. M. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Communications*, v. 16, p. 1451–1458, 1998.

ANDREWS, M.; KUMARAN, K.; RUMARAN, A.; STOLYAR, A.; WHITING, P. Providing quality of service over a shared wireless link. *IEEE Communications Mag.*, v. 39, n. 2, p. 150–154, 2001.

AVIDOR, D.; MUKHERJEE, S.; LING, J.; PAPADIAS, C. On some properties of the proportional fair scheduling policy. *Wireless Research Laboratory of Bell Labs and Lucent Technologies*, 2004.

BARAN, I. R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Enhanced opportunistic beamforming for Jakes-correlated fading channels. *Proc. IEEE/SBrT International Telecommunications Symposium - ITS*, 2006.

BARAN, I. R.; UCHÔA-FILHO, B. F. Exploiting time coherence in opportunistic beamforming for slow fading channels. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference - WCNC*, 2006.

COVER, T. M.; THOMAS, J. A. *Elements of Information Theory*. New York: Wiley, 1991.

DENT, P.; BOTTOMLEY, G. E.; CROFT, T. Jakes fading model revisited. *Electronics Letters*, v. 29, n. 13, p. 1162–1163, 1993.

- ERCEG, V.; GREENSTEIN, L.; TJANDRA, S.; PARKOFF, S.; GUPTA, A.; KULIC, B.; JULIS, A.; BIANCHI, R. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, v. 17, n. 7, p. 1205–1211, 1999.
- GHASSEMZADEH, S.; GREENSTEIN, L.; KAVCIC, A.; SVEINSSON, T.; TAROKH, V. Indoor path loss model for residential and commercial buildings. *Proc. Vehic. Technol. Conf.*, p. 3115–3119, 2003.
- GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- HATA, M.; NAGATSU, T. Mobile location using signal strength measurements in cellular systems. *IEEE trans. Veh. Tech.*, v. 29, n. 2, p. 245–251, 1980.
- HEATH, J.; W, R.; AIRY, M.; PAULRAJ, A. Multiuser diversity for MIMO wireless systems with linear receivers. *Proc. Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers*, v. 2, p. 1194–1199, 2001.
- IS-856. TIA/EIA - CDMA 2000: High rate packet data air interface specification. *Std.*, 2000.
- JAKES, W. *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- JALALI, A.; PADOVANI, R.; PANKAL, R. Data throughput of CDMA-HDR a high efficiency-high data rate personel communication wireless system. *IEEE Vehicular Technology Conf.*, p. 1854–1858, 2000.
- JINDAL, N.; GOLDSMITH, A. Dirty Paper Coding vs. TDMA for MIMO broadcast channels. *IEEE trans. Inform. Theory*, v. 51, n. 5, p. 1783–1794, 2005.
- KNOOP, R.; HUMBLET, P. Information capacity and power control in single cell multiuser communications. *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, p. 331–335, 1995.
- LI, L.; GOLDSMITH, A. J. Capacity and optimal resource allocation for fading broadcast channels - part I: Ergodic capacity. *IEEE Trans. Inform. Theory*, v. 47, n. 1083-1102, p. 331–335, 2001.

LIU, X.; CHONG, E. K. P.; SHROFF, B. N. Opportunistic transmission scheduling with resource-sharing constraints in wireless networks. *IEEE Journal on selected Areas in Communication*, v. 19, n. 10, p. 2053–2064, 2001.

OKUMURA, Y.; OHMURI, E.; KAWANO, T.; FUKUDA, K. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. ECL*, v. 16, p. 825–873, 1968.

PAULRAJ, A.; NABAR, R.; GORE, D. *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

PROAKIS, J. G. *Digital Communications*. New York: McGraw Hill, 1995.

RAPPAPORT, T. *Wireless Communications: The Principles and Practice*. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1996.

SHANNON, C. A mathematical theory of communication. *Bell Labs Tech. J.*, v. 27, p. 379–423, 623–656, 1948.

SHARIF, M.; HASSIBI, B. Scaling laws of sum rate using time-sharing, Dirty Paper Coding, and beamforming for MIMO broadcast channels. *Proc. IEEE Intl. Symp. on Information Theory - ISIT*, p. 175, 2004.

TSE, D. Optimal power allocation over parallel Gaussian channels. *Proc. Int. Symp. Information Theory*, 1997.

TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

VISHWANATH, P.; TSE, D.; LAROIA, R. Opportunistic beamforming using dumb antennas. *IEEE Trans. Information Theory*, v. 48, p. 1277–1294, 2002.

VUCETIC, B.; JINHONG, Y. *Space-Time Coding*. Chichester: Wiley, 2003.